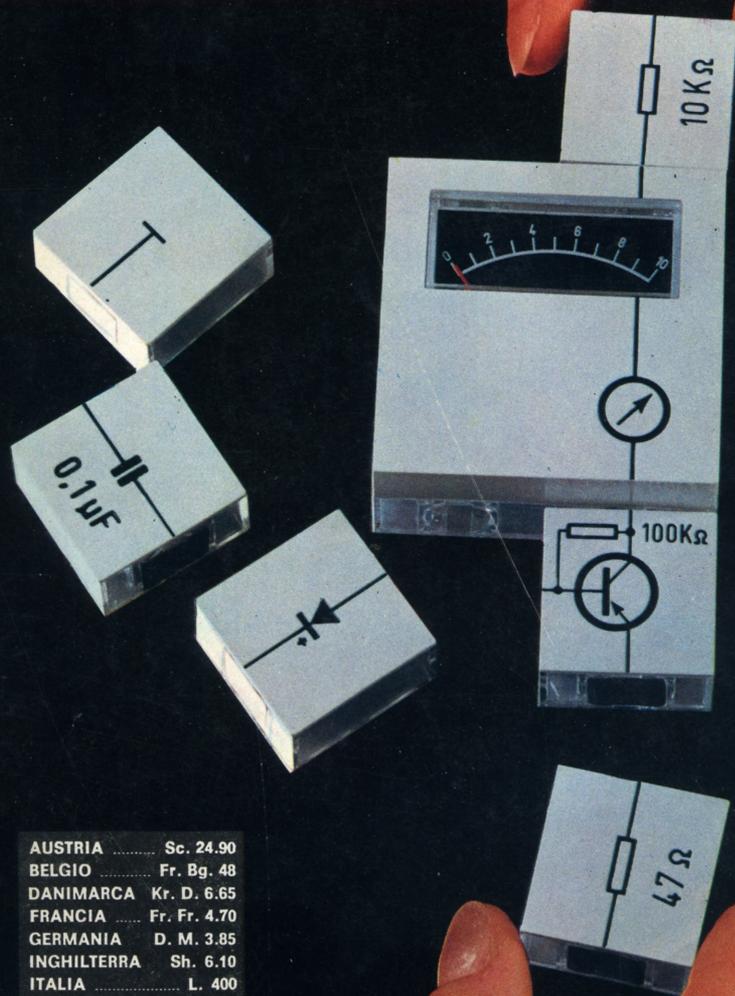
Lectron

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

10

LIRE 400

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 400
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

ottobre/novembre 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termoioniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

ABBONAMENTI 1968 e

NUOVO CATALOGO G.B.C.

In occasione dell'uscita di DUE VOLUMI del nuovo CATALOGO GENERALE G.B.C. DEI COMPONENTI ELETTRONICI siamo lieti di offrire le seguenti COMBINAZIONI ECCEZIONALI:

Abbonamento a SELEZIONE RADIO TV 1968	**L. 3.900**
PRIMO volume catalogo, pagine 850	**» 3.600**
Spese di porto volume	**» 600**
	L. 8.100

PREZZO RIDOTTO **L. 5.500**

Chi sottoscrive l'abbonamento 1968 a SELEZIONE RADIO TV presso le sedi dell'organizzazione G.B.C. in Italia, ritira direttamente il primo volume e versa soltanto **L. 4.900**

Abbonamento a SPERIMENTARE 1968	**L. 2.900**
SECONDO volume catalogo, pagine 900	**» 3.600**
Spese di porto volume	**» 600**
	L. 7.100

PREZZO RIDOTTO **L. 4.500**

Chi sottoscrive l'abbonamento 1968 a SPERIMENTARE presso le sedi dell'organizzazione G.B.C. in Italia, ritira direttamente il secondo volume e versa soltanto **L. 3.900**

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 10 Ottobre 1967
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
20097 S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400
numero arretrato L. 800
Abbonamento annuo L. 4.000
per l'Estero L. 5.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 300, anche in francobolli.

N. 10 Ottobre 1967

SOMMARIO

IN COPERTINA:

LECTRON: DOMINO ELETTRONICO

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

DECODER PAL A TRANSISTOR

TELEVISIONE A COLORI

Nel numero precedente abbiamo descritto un decoder PAL a valvole, mediante il quale il ricevitore sperimentale NTSC da noi descritto poteva ricevere anche le trasmissioni PAL. È ora la volta di un decodificatore PAL quasi completamente transistorizzato.
È bene che il lettore sappia che mentre l'attuale produzione di ricevitori TVC americana è orientata ancora sulla valvola, quella europea, fin dalle prime serie, preferisce impiegare i transistor. Ciò vale in particolare per la sezione « decoder », dove i segnali hanno livelli di tensione molto bassi.

Il circuito del nostro « decoder » PAL può essere suddiviso in tre sezioni. La prima sezione è quella che contiene i demodulatori sincroni e i relativi amplificatori video dei segnali differenza di colore.

La seconda sezione è quella che fornisce l'oscillazione R.F., indispensabile per la rivelazione sincrona. Questa seconda sezione comprenderà pertanto un oscillatore a cristallo che lavora alla frequenza della portante del colore ed un circuito che confronta la fase di questa portante rigenerata con quella del segnale di riferimento trasmesso dall'emittente (segnale « burst »). Questa sezione contiene inoltre l'amplificatore del burst e il relativo stadio-« porta ». Anche questi due ultimi circuiti fanno parte della sezione oscillatrice.

La terza sezione contiene quei circuiti che effettuano la commutazione PAL della portante del colore rigenerata (e cioè un bistabile ed un commutatore-invertitore), ed infine il circuito « killer » del colore. Il circuito « killer » impedisce che sullo schermo del cinescopio si possa vedere il « colore » quando si vuole ricevere una immagine in bianco e nero.

I segnali differenza di colore

Nel sistema PAL i segnali differenza di colore rispettivamente **V** e **U** modulano nel trasmettitore due «portanti» che hanno la stessa frequenza ma che sono sfasate di 90°. Durante questo speciale processo di modulazione queste due «portanti» vengono soppresse. Le relative bande laterali vengono invece sommate dando per risultato un'onda che risulta modulata in **ampiezza ed in fase**. Conseguenza: per demodulare nel ricevitore i due segnali differenza di colore **V** e **U** bisognerà innanzi tutto **ripristinare** la portante soppressa e successivamente ricavare da questa due segnali sfasati di 90° da immettere nei demodulatori sincroni dei segnali **V** e **U**. Il segnale **V** non è altro che il segnale differenza di colore del rosso R-Y **ridotto**,

mentre il segnale **U** è il segnale differenza di colore del blu B-Y **ridotto** anch'esso al trasmettitore per evitare fenomeni di sovramodulazione.

La fig. 1 illustra il circuito per la demodulazione di questi segnali differenza di colore e per la loro amplificazione. Sono indicate chiaramente le seguenti sezioni:

1) amplificatore del segnale di crominanza; 2) rete separatrice dei due segnali differenza di colore « in portante » (unità somma e sottrazione); 3) demodulatori sincroni e i relativi amplificatori dei segnali differenza di colore.

L'amplificatore che fornisce il segnale di crominanza alla linea di ritardo

Il segnale di crominanza dopo essere stato amplificato viene applicato al transistor che pilota la linea di ritardo (TR_1) mediante il condensatore di accoppiamento C_1. L'ingresso della linea di ritardo è a bassa impedenza (150 Ω).

Questo stesso transistor fornisce inoltre anche **un segnale di riferimento** per il circuito somma e sottrazione annesso alla linea di ritardo. Questo segnale di riferimento viene prelevato alla giunzione di R_3 e R_4.

L'uscita del transistor TR_1 viene applicata tramite la linea di ritardo ad un trasformatore con presa centrale avvolto in bifilare. Le induttanze L_1 e L_2, incorporate nella linea di ritardo, servono per accordare l'entrata e l'uscita della linea sulla frequenza centrale della banda passante del segnale di crominanza. Il resistore R_5 viene collegato all'uscita della linea per l'adattamento dell'impedenza e per mantenere alla linea di ritardo la larghezza di banda richiesta.

Circuito somma e sottrazione

La linea di ritardo PAL effettua **la separazione delle due portanti** modulate in sede di trasmissione, rispettivamente dai segnali differenza di colore **V** e **U**. **Ciò si ottiene sommando e sottraendo contemporaneamente il segnale ritardato con quello non ritardato.**

Gli avvolgimenti del trasformatore sono collegati in maniera tale per cui la tensione esistente tra un estremo dell'avvolgimento (supponiamo A) e la sua presa centrale risulta uguale ma con opposta polarità (180°) rispetto alla tensione presente tra l'altro estremo dell'avvolgimento (B) e la presa centrale. Conseguenza: il segnale di crominanza verrà ad essere contemporaneamente di segno **positivo** agli estremi di un avvolgimento (A) e di segno **negativo** agli estremi dell'altro avvolgimento (B).

La linea di ritardo Philips DL_1 effettua un ritardo del segnale di crominanza che l'attraversa pari alla durata di una linea di scansione, e cioè 64 μs. Essa viene collegata in maniera tale che il segnale di crominanza ai capi R_5 risulti **in fase** rispetto al segnale ai capi del resistore di collettore R_1 e di conseguenza **in opposizione di fase** rispetto al segnale ai capi di R_4. Conseguenza: la tensione reale esistente tra **il punto A e massa** sarà costituita dalla **differenza** tra i segnali di crominanza di due righe contigue (una dopo l'altra), e cioè

$$[2\ (E_R' - E_Y)\ \cos \omega t].$$

A sua volta, la tensione tra **il punto B e massa** sarà costituita dalla **somma** dei segnali di crominanza di due righe contigue (una dopo l'altra), e cioè:

$$[2\ (E_B' - E_Y)\ \mathrm{sen}\ \omega t].$$

Il circuito somma e sottrazione sarà quindi costituito semplicemente dal resistore R_4 **che fornisce il segnale non ritardato e dai due avvolgimenti del trasformatore che forniscono due segnali ritardati di polarità opposta.**

Il segnale di crominanza di due righe contigue dovrà avere la stessa ampiezza sia ai capi di R_4 sia ai capi degli avvolgimenti del trasformatore. Diversamente avremo la « distorsione » del colore. Di conseguenza, per compensare le inevitabili variazioni del fattore di attenuazione nella linea di ritardo, bisognerà trovare qualche sistema per **regolare il guadagno** dello stadio che pilota la linea. Ciò si ottiene mediante il resistore variabile R_2, la cui variazione non influisce sulla tensione ai capi di R_4.

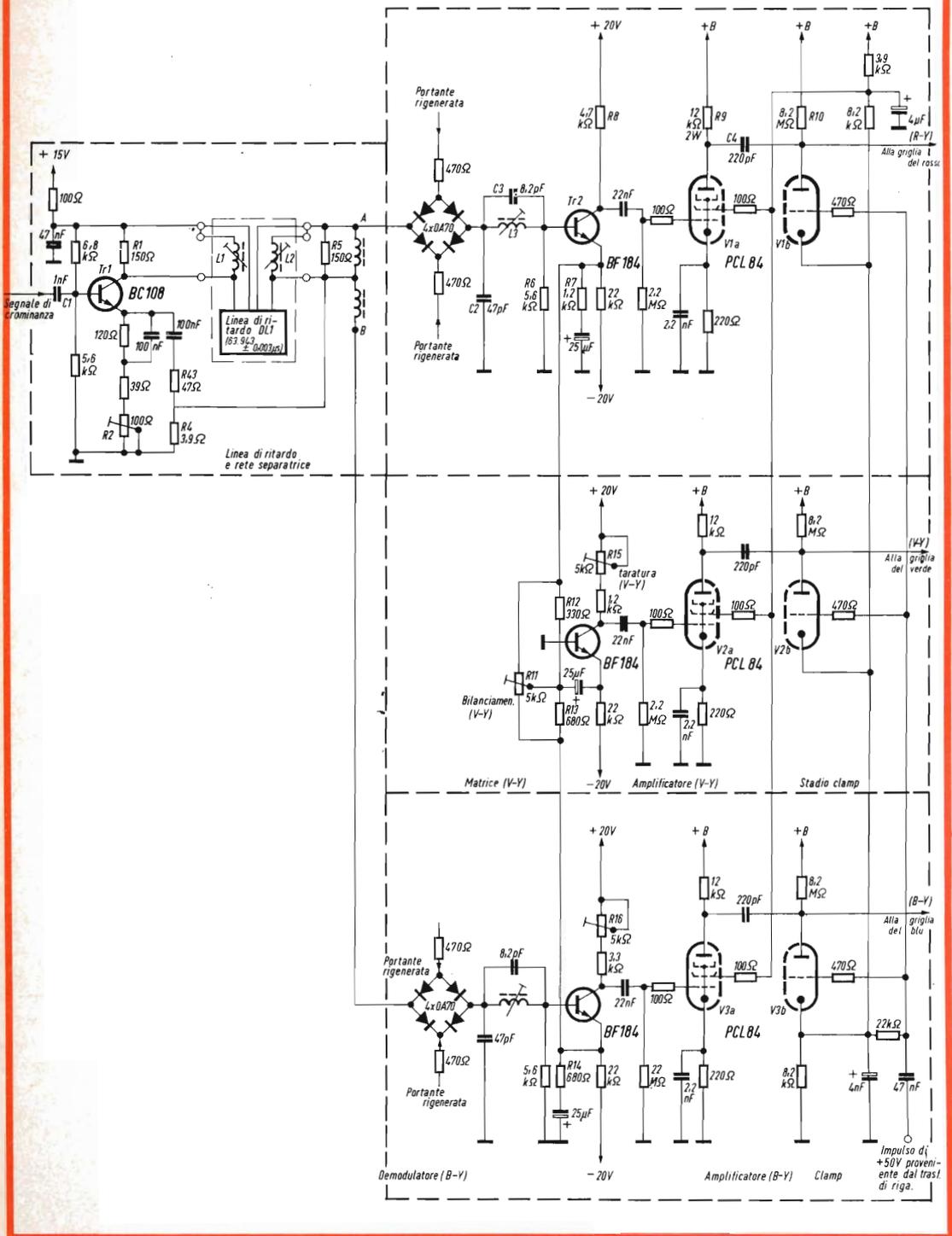



Fig. 1 - Schema elettrico di un circuito di decodifica PAL e dei relativi amplificatori differenza di colore e circuiti clamping.

I demodulatori sincroni

Il segnale proveniente dal circuito-sottrazione (A) viene applicato ad un circuito a ponte a diodi. Questo ponte viene **posto in conduzione** dall'onda sinusoidale fornita dall'oscillatore a cristallo che descriveremo in seguito. Siccome questo oscillatore viene controllato dal burst, esso avrà sempre una relazione di frequenza e di fase corretta rispetto alla portante dei segnali differenza di colore soppressa in trasmissione. Si deve tener presente però che la fase del segnale a 4,43 MHz applicato al ponte del demodulatore (R-Y) dovrà essere invertita ogni seconda riga. Ciò potrà essere ottenuto mediante un multivibratore bistabile, che « aziona » un interruttore-invertitore di fase.

Questa inversione di fase del segnale dell'oscillatore ogni seconda riga è necessaria per annullare l'analoga inversione di fase avvenuta al trasmettitore.

Questo segnale differenza di colore (R-Y) modulato su 4,43 MHz, applicato al circuito a ponte, viene demodulato solo nell'istante in cui il ponte viene portato in conduzione dal segnale dell'oscillatore.

Siccome il segnale dell'oscillatore ha nei riguardi del precedente segnale a 4,43 MHz, presente sul punto A, la stessa frequenza e la stessa fase della portante sulla quale era stato modulato il segnale differenza di colore al trasmettitore, ai capi del resistore R_6 (in base del transistor TR_2) avremo una caduta di tensione **proporzionale all'ampiezza del segnale R-Y** (1). Il condensatore C_2 e il circuito-parallelo L_3-C_3 servono: 1) ad attenuare la portante (4,43 MHz); 2) ad impedire l'irradiazione di questo segnale; 3) ad impedire il sovraccarico del successivo amplificatore del segnale differenza di colore R-Y demodulato.

Il demodulatore del segnale (B-Y) a 4,43 MHz è identico a quello descritto in precedenza. La fase del segnale dell'oscillatore applicato al ponte demodulatore differisce naturalmente di 90° rispetto a quella dello stesso segnale applicato al ponte demodulatore del segnale (R-Y). Il segnale dell'oscillatore applicato al ponte demodulatore del segnale (B-Y) non viene inoltre invertito di fase ogni seconda riga. La differenza di fase (90°) è necessaria per il semplice motivo che, come abbiamo visto, al trasmettitore i segnali differenza di colore R-Y e B-Y modulano due portanti sfasate di 90°.

Amplificatori dei segnali differenza di colore demodulati e circuiti clamp

Il segnale differenza di colore in uscita dal demodulatore (R-Y) prima descritto, a pieno pilotaggio, ha un valore di 500 mV da picco a picco. Per il normale pilotaggio del cinescopio si richiede invece un segnale superiore a 150 $V_{p.p.}$.

Per questo motivo il demodulatore dovrà essere seguito da uno stadio preamplificatore (TR_2) e da un amplificatore a pentodo (V1a) compensato di catodo, capace di fornire il valore di tensione richiesto.

La stabilità di funzionamento è ottenuta mediante reinserzione della componente continua del segnale differenza di colore nel punto più lontano possibile, e cioè sulla griglia controllo del cinescopio. Siccome però il segnale del colore può e deve avere ora l'una ora l'altra polarità, bisognerà fare in modo che il livello della tensione ristabilizzatrice abbia all'inizio di ciascuna riga sempre lo stesso valore. Ciò potrà essere ottenuto con un **circuito clamp** messo in funzione da un impulso di ritorno di riga prelevato dal trasformatore di riga.

Il pentodo amplificatore sarà pertanto seguito da un triodo « clamp » (V1b). Se si vuole ottenere una fedele riproduzione del colore, l'anodo di V1b dovrà ritornare a tensione zero durante l'impulso di ritorno di riga. Di conseguenza, la costante di tempo di **C_4 x R_9 x impedenza del triodo** dovrà essere breve: a C_4 si è assegnato il valore di soli 220 pF.

Per impedire un lento decrescere (sag) della tensione-base di griglia controllo del cinescopio durante **la parte attiva** del pe-

---

(1) Quando un segnale differenza di colore, supponiamo quello del rosso, viene simboleggiato con (R-Y) vuol dire che esso si trova modulato in portante a 4,43 MHz. Quando invece viene simboleggiato con R-Y vuol dire che è demodulato.

riodo di scansione, si deve assegnare al resistore di carico del triodo R_{10} un valore elevato. Ma un valore troppo elevato di questo resistore limiterebbe l'abilità del « clamp » a seguire le rapide variazioni del segnale in direzione positiva. Conseguenza: per R_{10} si dovrà scegliere un valore adatto al **contenuto medio** dell'immagine.

Il preamplificatore, l'amplificatore ed il circuito clamp per ciascuno dei tre segnali differenza di colore sono molto simili tra loro.

Le differenze sono le seguenti:

a) Nei preamplificatori dei segnali B-Y e V-Y il carico anodico del preamplificatore (equivalente a R_8) viene sostituito con un **resistore fisso ed uno variabile posti in serie**. Ciò consente di ottenere le giuste proporzioni dei segnali da applicare al cinescopio.

b) Il resistore che stabilisce il guadagno, R_7, nel circuito emettitore di TR_2 ed il suo equivalente, R_{14}, nel preamplificatore del segnale B-Y hanno valori differenti.

c) Il preamplificatore del segnale V-Y riceve il segnale d'ingresso dalla matrice R_{11}, R_{12} e R_{13} equivalente come funzione a R_7.

È noto che per eliminare fenomeni di sovramodulazione il segnale differenza di colore del blu B-Y subisce al trasmettitore una riduzione di ampiezza nella misura del 56% rispetto all'ampiezza del segnale differenza di colore del rosso R-Y. Per ristabilire nel ricevitore la giusta proporzione tra questi due segnali differenza di colore, gli amplificatori di questi segnali dovranno avere guadagni differenti. In pratica, l'amplificatore del segnale R-Y dà un guadagno di circa 400, mentre l'amplificatore B-Y fornisce un guadagno di circa 600. I due resistori di emettitore R_7 e R_{14} vengono usati per regolare il guadagno degli amplificatori R-Y e B-Y indipendentemente dalla regolazione dell'amplificazione del segnale V-Y effettuabile mediante R_{11}. I valori di questi resistori vengono scelti in maniera che con i massimi segnali del rosso e del blu si possano ottenere uscite uguali. I **resistori variabili** R_{15}, R_{16} nei circuiti di collettore consentono di regolare i segnali di pilotaggio del blu e del verde in maniera da adattarli alle differenti sensibilità dei cinescopi.

Segnale differenza di colore del verde V-Y

La nota relazione tra il segnale di luminanza e i segnali di uscita dai tubi da ripresa nella telecamera è:

$$E_Y' = 0{,}30\, E_R' + 0{,}59\, E_V' + 0{,}11\, E_B'.$$

Semplici passaggi matematici consentono di dare alla precedente espressione la seguente forma:

$$-(E_V' - E_Y') \doteq 0{,}51\,(E_R' - E_Y') + \\ + 0{,}186\,(E_B' - E_Y').$$

Se ne conclude che sommando in appropriate proporzioni i segnali differenza di colore del rosso ($E_R' - E_Y'$) e del blu ($E_B' - E_Y'$) mediante la matrice (R_{11}, R_{12} e R_{13}) è possibile ricavare il segnale differenza di colore del verde ($E_V - E_Y$). Esiste un valore teorico esatto per il rapporto tra R_{12} e R_{13}. In pratica, per avere la corretta forma d'onda del segnale V-Y sul collettore di TR_3, si usa un segnale a barre colorate e si effettua la correzione mediante il trimmer R_{11}. Il segnale differenza di colore del verde viene successivamente amplificato e stabilizzato in livello c.c. con gli stessi circuiti amplificatori e di clamping descritti per gli altri due segnali differenza di colore.

I segnali differenza di colore vengono successivamente portati dagli anodi dei triodi « clamping » alle corrispondenti griglie-controllo del cinescopio a maschera. Qui, grazie al segnale di luminanza applicato al catodo, è possibile riottenere i primitivi segnali di colore E_R', E_V', E_B' come erano usciti dai tubi da ripresa della telecamera.

Sincronizzazione dell'oscillatore locale per il ripristino della portante del colore

Nel sistema PAL di trasmissione di immagini a colori l'informazione del colore viene « trasportata » dalle **bande laterali** di una portante soppressa precedentemente modulata in ampiezza e in fase. Per la demodulazione di questa informazione del

colore in sede di ricezione la presenza di questa portante è assolutamente necessaria.

Questa portante ripristinata dovrà, inoltre, avere una relazione di fase ben determinata **rispetto ad un segnale di riferimento proveniente dal trasmettitore**. Nel sistema PAL questo segnale di riferimento non è altro che il burst che viene trasmesso dopo ogni impulso di sincronismo di riga.

Fig. 2 - Schema elettrico dell'oscillatore per il ripristino della portante soppressa e del relativo circuito per il controllo della fase mediante il burst.

Amplificatori di crominanza e del burst

La fig. 2 riporta l'oscillatore a cristallo e il circuito impiegato per far sì che esso produca un'oscillazione avente la **stessa frequenza e fase** della portante del colore soppressa al trasmettitore.

Il segnale di crominanza viene separato dal segnale video composto mediante una rete R-C, e successivamente viene applicato all'amplificatore di crominanza a guadagno controllato, TR_1. Per essere sicuri che il segnale del burst non sovraccarichi questo stadio, il segnale applicato alla base del TR_1 non dovrà avere un valore superiore a 100 mV da picco a picco. Il transistor TR_1 applica, a sua volta, il suo segnale di uscita alla base di TR_2, che è il primo amplificatore del burst. (Attraverso il circuito di controllo del guadagno del segnale di crominanza, questo stesso transistor - TR_1 - fornisce il segnale d'ingresso anche allo stadio che pilota la linea di ritardo).

L'amplificatore del burst è seguito dallo stadio-**porta** del burst. Questo amplificatore (TR_3) pilota, a sua volta, il rivelatore di fase del burst. La « porta » viene aperta da un impulso negativo di 80 V proveniente dal trasformatore di riga. La base di TR_3 è collegata allo chassis attraverso un resistore da 4,7 kΩ (R_3), in serie ad un resistore da 470 Ω (R_4); quest'ultimo è posto in parallelo all'induttanza L_1. **Pertanto, in condizioni normali, TR_3 non conduce.** Quando arriva l'impulso negativo di 80 V, esso viene differenziato da C_2 ed R_2 ed applicato successivamente attraverso il diodo D_1 ad un circuito « ringing » formato da L_1 e C_1. Qui si formerà **un primo** impulso negativo di 5 V al quale seguirà

un secondo impulso positivo di 3 V **che coinciderà, nel tempo, con il segnale del burst.** Il transistor TR_3 condurrà e sul suo collettore avremo quindi **solo il segnale del burst amplificato.**

Un capo del secondario del trasformatore invertitore di fase T_2 è collegato al diodo D_2 che **rivela** il segnale del burst formando una tensione continua che verrà usata per il controllo automatico del guadagno dell'amplificatore di crominanza (C.A.G.). Lo stesso secondario è inoltre accoppiato ai diodi del discriminatore di fase, D_3 e D_4. La corrente continua che attraversa D_2 viene livellata e applicata al transistore TR_1 di cui ne controlla il guadagno. Il livello in corrispondenza del quale il controllo del guadagno (C.A.G.) entra in funzione viene regolato mediante R_1, che può quindi essere usato per controllare l'ampiezza del segnale del burst negli stadi successivi.

L'ampiezza del segnale di crominanza dipende, com'è noto, dalla sintonia fine del ricevitore, dalle condizioni di propagazione e dalla posizione del regolatore del contrasto. Se venisse a mancare la tensione C.A.G., le variazioni di ampiezza a cui si è accennato prima renderebbero oltremodo difficile sia una perfetta sincronizzazione della portante del colore rigenerata sia il giusto rapporto tra segnale di luminanza e i segnali di colore agli elettrodi di controllo del cinescopio. Con il circuito C.A.G. di fig. 2 le variazioni del livello del segnale all'uscita del transistor TR_1 non superano 1,5 dB per una variazione di 12 dB prodotta dalla sintonia fine o dagli altri fattori sopra indicati.

Discriminatore di fase

Al discriminatore di fase oltre il segnale del burst viene applicato attraverso il trasformatore T_3 anche il segnale proveniente dall'oscillatore. Questo segnale ha una ampiezza **inferiore** a quella del segnale del burst presente ai capi di una metà dell'avvolgimento secondario di T_2. Di conseguenza, la conduzione dei diodi D_3 e D_4 sarà controllata dal segnale del burst e non dal segnale proveniente dall'oscillatore.

Quando i diodi D_3 e D_4 vengono resi conduttori dal segnale del burst, i condensatori C_3 e C_4 si caricano. A causa del valore elevato dei resistori R_5 e R_6 (180 kΩ), ciascuno di questi condensatori perderà ben poca carica tra due successivi segnali di burst. Di conseguenza, la tensione ai capi di ciascun condensatore tenderà ad aumentare e si comporterà

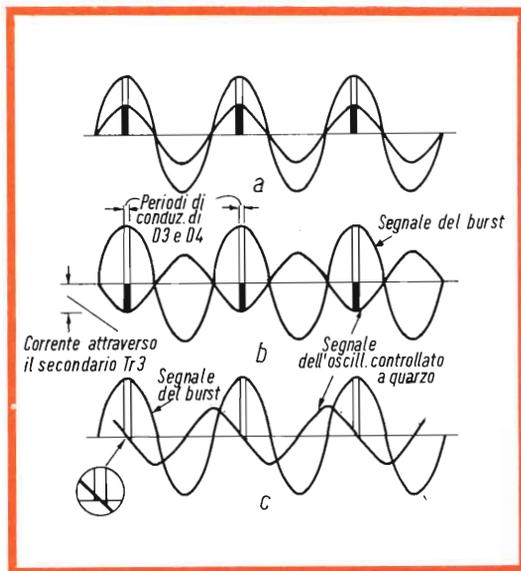



Fig. 3 - Andamento della corrente attraverso l'avvolgimento secondario di Tr_3 nel caso in cui il segnale del burst e il segnale dell'oscillatore a cristallo siano: a) in fase; b) in apposizione di fase; c) abbiano una differenza di fase di 90°.

come una tensione di polarizzazione che si opporrà al segnale del burst. Questo aumento continuerà, mentre il tempo di conduzione del diodo tenderà a diminuire fino al punto in cui la corrente circolante in esso riuscirà a compensare la carica che i condensatori perdono durante l'intervallo tra due successivi impulsi. Quando ciò si verifica, i diodi condurranno solo in corrispondenza del picco del segnale del burst.

Quando i diodi conducono, essi formano tra i punti A e B un cortocircuito. Di conseguenza, il loro punto comune si troverà allo stesso potenziale del punto di congiunzione di R_5 e R_6. Se il segnale proveniente dall'oscillatore a cristallo è **in**

fase con il segnale del burst, una corrente continua scorrerà durante il periodo di conduzione di D_3 e D_4 attraverso il secondario di T_3. Se i segnali sono invece in opposizione di fase, la corrente scorrerà in direzione opposta. Se i due segnali hanno infine una differenza di fase di 90°, la corrente attraverso il secondario di T_3 sarà alternata come indicato in fig. 3. La corrente continua che scorre attraverso l'avvolgimento secondario di T_3 indicherà quindi l'eventuale differenza di fase esistente tra il segnale del burst e il segnale dell'oscillatore locale.

In precedenza, i termini « in fase » e « in opposizione di fase » sono stati usati arbitrariamente per il fatto che l'essere in fase o in opposizione di fase dipende esclusivamente dal modo con cui essi vengono misurati. Per esempio, la tensione del segnale del burst tra il punto A e lo chassis è in opposizione di fase rispetto a quella esistente tra il punto B e lo chassis.

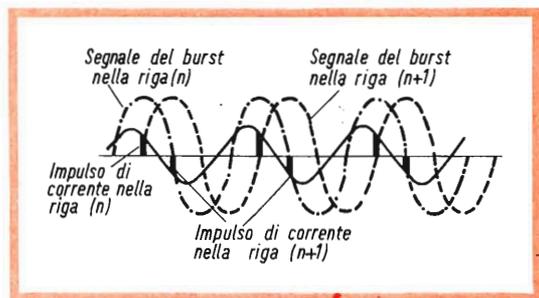



Fig. 4 - Forme d'onda indicanti le relazioni di fase che si stabiliscono in righe successive tra i segnali del burst ed i segnali dell'oscillatore locale.

Il potenziometro R_7, regolando la tensione positiva che fa scorrere più o meno corrente attraverso i diodi D_3 e D_4, è in grado di dare al sistema automatico di controllo della fase un certo valore di polarizzazione. Questa tensione di polarizzazione può essere necessaria per compensare i differenti valori delle tolleranze dei componenti usati. Il potenziometro R_8 controlla la tensione di polarizzazione di TR_4 e viene regolato in sede di messa a punto del circuito.

L'amplificatore della corrente continua

La corrente continua che scorre attraverso il secondario di T_3 viene livellata e successivamente amplificata da TR_4. Quest'ultimo, a sua volta, controlla la corrente circolante nel diodo D_5.

Il diodo D_5 è un diodo a capacità variabile (tipo BA 102). La capacità alla sua giunzione varia infatti in funzione della tensione inversa ad essa applicata. La capacità della giunzione del diodo BA 102 potrà quindi essere variata dalla corrente continua circolante nel secondario di T_3. Il valore di questa corrente continua, come abbiamo visto, rappresenta la « misura » della differenza di fase esistente tra il segnale del burst ed il segnale proveniente dall'oscillatore a cristallo.

Il diodo D_5 verrà quindi posto in serie al cristallo di quarzo dell'oscillatore. **Di conseguenza, la variazione della capacità della giunzione del diodo produrrà corrispondenti variazioni nella frequenza o nella fase della tensione dell'oscillatore. L'oscillatore verrà quindi corretto in frequenza e « agganciato » alla fase del burst grazie al segnale-errore prodotto dal discriminatore di fase.**

Ma la fase del segnale del burst varia, di riga in riga, di ± 45° intorno ad un valore medio. Siccome l'azione correttiva del sistema di controllo non è rapida, l'oscillatore non potrà seguire questa alternazione ed essere quindi in fase con il segnale del burst in due **successive** righe. Di conseguenza, l'oscillatore acquisterà e manterrà una relazione di fase con il segnale del burst tale per cui attraverso T_3 verranno a scorrere in due righe successive impulsi di corrente aventi direzioni opposte. In fig. 4 è indicata la relazione di fase che viene a crearsi tra i due segnali.

Questo sistema di controllo automatico di frequenza è in grado di correggere errori di frequenza fino a 1 kHz. In pratica, una tale differenza di frequenza non si verifica mai.

Il segnale di riferimento (portante rigenerata) proveniente dall'oscillatore controllato viene inoltrato ai demodulatori

Alta Fedeltà Lenco

B 52 semiprofessionale

Giradischi a 4 velocità, con motore a 4 poli ad asse conico. Piatto in lamiera d'acciaio con un diametro di mm 300 e un peso di kg 1,400.
Movimenti di lettura del braccio pick-up a bassissima inerzia grazie alla adozione di speciali cuscinetti.
Pressione regolabile per mezzo di un contrappeso.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min, con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
Portatestina intercambiabile adatto a qualsiasi tipo di testina.
L'apparecchio può essere usato a 117 V, a 160 V e a 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 375 x 300.

A 7 Coral

Amplificatore stereo, con preamplificatore incorporato, completamente transistorizzato.
Consente la riproduzione diretta della testina del registratore.
È dotato di filtri antirombo e antifruscio e della correzione fisiologica del volume.
Potenza musicale: 40 Watt (2 x 20 Watt).
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB.

PX 30 Coral

Cassa acustica a due vie Hi-Fi.
È dotata di due woofer da cm 16 e due tweeter da cm 6 con filtro cross-over.
Tutti gli altoparlanti sono perfettamente equilibrati per la migliore riproduzione stereo.
Potenza: 12 Watt.
Impedenza: 8 Ohm.
Dimensioni: mm 450 x 600 x 110.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

sincroni ed al discriminatore di fase del burst attraverso lo stadio separatore TR_6 con collettore a massa (emitter follower).

Oltre alla corrente continua prodotta dal discriminatore di fase, nell'avvolgimento secondario di T_3 sarà presente anche **un segnale avente una frequenza metà di quella riga**. Anche questo segnale con frequenza di 7,8 kHz viene amplificato da TR_4 ed applicato ad un altro amplificatore. Questo segnale a 7,8 kHz verrà usato per dare la « giusta cadenza » di commutazione al commutatore-invertitore di fase, che verrà descritto tra poco.

Commutatore PAL e « killer » del colore

Il circuito del killer ha il compito di impedire che sullo schermo del cinescopio di un ricevitore TVC compaia il colore quando si desidera vedere una trasmissione in bianco e nero. Può infatti accadere che eventuali segnali di disturbo « mettano in funzione » la sezione-colore del ricevitore.

Esistono attualmente vari tipi di circuiti-killer. Tutti hanno in comune la caratteristica di essere « pilotati » dal segnale di riferimento, e cioè dal burst (in italiano: salva). Nel circuito da noi descritto viene applicata una tensione di polarizzazione **positiva** all'amplificatore di crominanza **soltanto** quando si riceve il segnale del burst, e cioè soltanto quando si vuole ricevere una trasmissione a colori. Conseguenza: quando manca il segnale del burst (e cioè quando si sta ricevendo una trasmissione in bianco e nero), l'amplificatore di crominanza rimarrà **bloccato**, e di conseguenza nessun segnale di colore potrà pervenire al cinescopio a maschera.

Il segnale del burst produce nel circuito di base dell'amplificatore di c.c. **impulsi di corrente continua** (fig. 2). Siccome il segnale del burst è **alternato**, e cioè cambia la fase di riga in riga, anche questi impulsi di corrente continua avranno di riga in riga polarità opposta (fig. 4). Conseguenza: all'uscita dell'amplificatore in c.c. avremo una componente con frequenza **metà** di quella della riga, e cioè a 7,8 kHz.

Come indicato in fig. 5, questo segnale a 7,8 kHz presente all'uscita dell'amplificatore di c.c. viene applicato a TR_1 attraverso il condensatore C_1. Il transistor TR_1 è un amplificatore accordato che tende a ridurre gli effetti dei disturbi che potrebbero capitare durante il periodo in cui è presente il burst. Il fattore di merito ef-

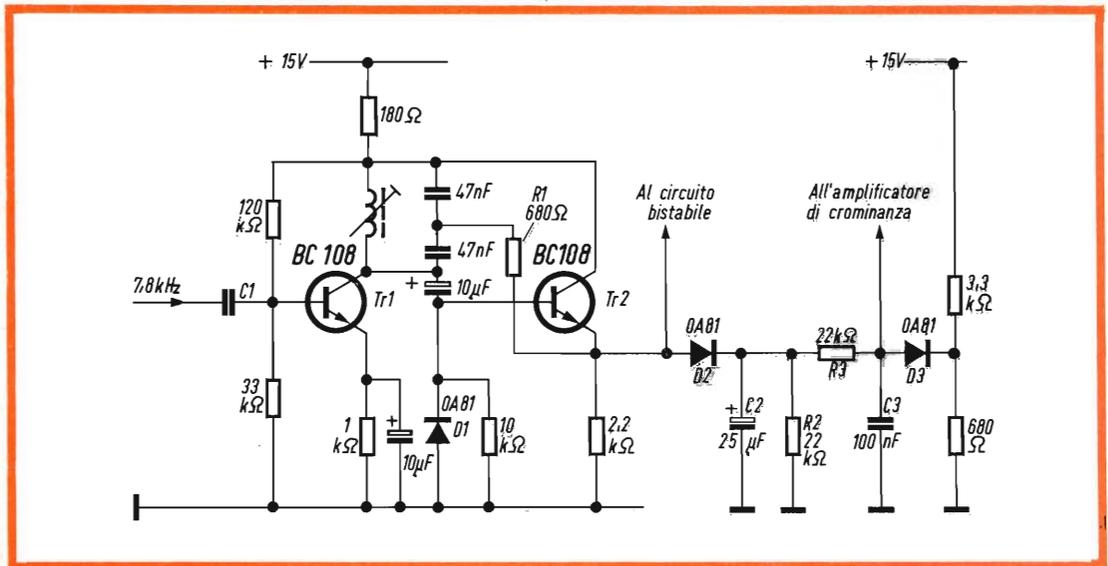



Fig. 5 - Schema elettrico del killer del colore.

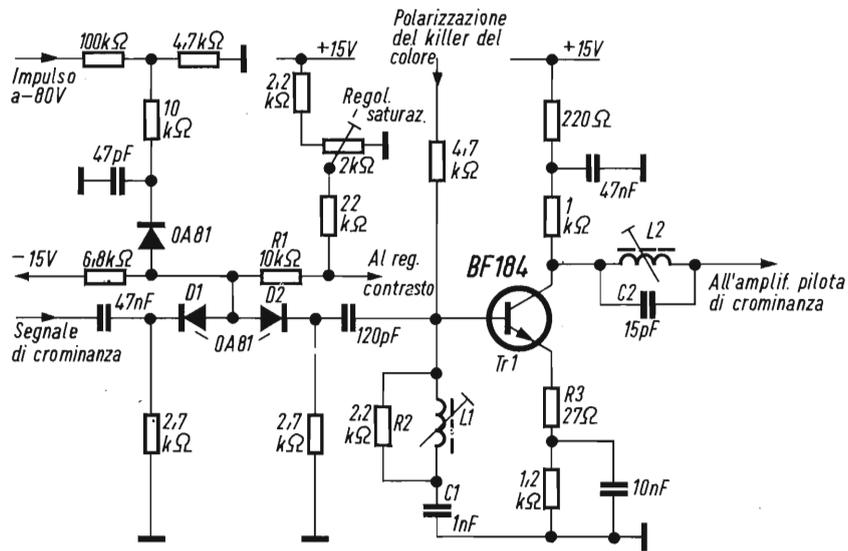



Fig. 6 - Schema elettrico del circuito del controllo manuale del guadagno e dell'amplificatore di crominanza.

fettivo (Q) del circuito accordato viene aumentato a motivo della reazione positiva introdotta mediante R_1 dello stadio emitter-follower TR_2.

Il transistor TR_2, in assenza del segnale a 7,8 kHz, non ha alcuna tensione di polarizzazione di base; la sua corrente sarà quindi zero. Quando invece è presente il segnale a 7,8 kHz, questo viene raddrizzato dal diodo D_1 ed allora verrà applicata al transistor TR_2 una tensione di polarizzazione positiva. In queste condizioni, il transistor condurrà, ed il segnale a 7,8 kHz presente sul suo emettitore verrà riportato sul circuito accordato. Questa « azione » non è altro che una reazione **positiva controllata** che tenderà a produrre un segnale di notevole ampiezza sull'emettitore del transistor TR_2. Questo stadio « emitter follower » fornisce anche il segnale a 7,8 kHz per il circuito bistabile che descriveremo più avanti.

Il segnale sull'emettitore di TR_2 viene raddrizzato dal diodo D_2, livellato dalla rete RC formata da C_2, R_2, R_3 e C_3, e successivamente usato per fornire la tensione di polarizzazione positiva ad uno stadio nell'amplificatore di crominanza. Quando non è presente alcun segnale a 7,8 kHz, il transistor TR_2 non ha alcuna tensione positiva di polarizzazione, e l'amplificatore di crominanza risulterà quindi bloccato. Siccome il segnale a 7,8 kHz è un « derivato » del burst (segnale di sincronismo del colore), l'amplificatore di crominanza avrà un'uscita **solo** nel caso si stia ricevendo un'emittente a colori. Il diodo D_3 limita la tensione di polarizzazione positiva applicata all'amplificatore di crominanza ed assicura che esso non venga danneggiato da una tensione di polarizzazione troppo elevata.

Circuito per il controllo manuale del guadagno

Se si vuole evitare l'impiego di tre potenziometri, si dovrà inserire un controllo manuale del guadagno dell'amplificatore di crominanza prima della demodulazione dei tre segnali differenza di colore. D'altra parte, siccome la portante del colore ha una frequenza elevata, circa 4,43 MHz, non è conveniente regolare direttamente questo segnale mediante un potenziometro.

Un sistema migliore sarebbe quello di controllare il guadagno mediante regolazione dell'impedenza di **un elemento** che può essere, a sua volta, **controllato da una tensione continua ricavata da un potenziometro**. In fig. 6 è indicato un sistema per ottenere ciò.

Il controllo manuale del guadagno (saturazione) è ottenuto in questo caso per mezzo dei diodi D_1 e D_2, polarizzati in corrente. La variazione delle correnti circolanti nei diodi, ottenuta mediante il potenziometro della saturazione, tende a modificare l'impedenza di questi diodi, ed è in grado quindi di fornire un controllo continuo dell'ampiezza del segnale applicato all'amplificatore di crominanza.

I due diodi sono inoltre collegati mediante R_1 anche al regolatore del contrasto nell'amplificatore di luminanza. Conseguenza: un solo regolatore influirà sia sul segnale di luminanza che sui segnali differenza di colore e potrà quindi essere usato per aggiustare il contrasto sia quando si ricevono immagini in bianco e nero sia quando si ricevono immagini a colori.

Per ottenere ciò vengono usati due diodi collegati catodo-catodo in maniera che la non-linearità di uno venga compensata dalla non-linearità dell'altro. Conseguenza: si potrà ottenere un contrasto « dolce » entro un ampio campo di valori senza andare incontro a fenomeni di « variabilità di reattanza ». Questo sistema di controllo del guadagno è preferibile a quello che impiega un transistor controllato, per il fatto che consente di « operare » meglio sui segnali. Presenta inoltre il vantaggio di funzionare in c.c., e può quindi consentire di porre il relativo potenziometro sul pannello frontale del ricevitore.

Rimozione del burst

Un impulso negativo di 80 V, proveniente dal trasformatore di riga, viene attenuato e applicato nel circuito allo scopo di **togliere il segnale del burst dal segnale di crominanza**. Questa « rimozione » del segnale del burst dall'amplificatore di crominanza semplifica il progetto dei circuiti « clamp » negli stadi finali degli amplificatori differenza di colore. Infatti, se il

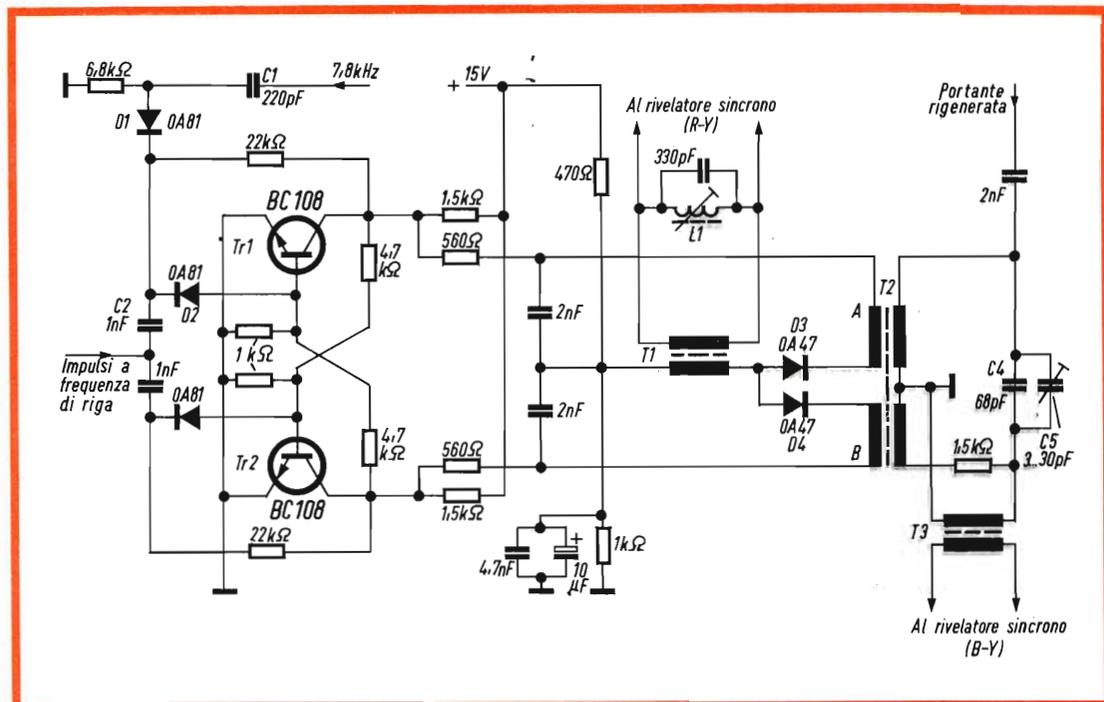



Fig. 7 - Schema elettrico del circuito bistabile e dei circuiti di commutazione di fase.

segnale del burst non fosse tolto e venisse poi demodulato, diventerebbe oltremodo critico il punto di lavoro dell'impulso « clamp ». Oltre a ciò anche disturbi R.F., o segnali deboli, potrebbero influire sul livello della tensione di clamp.

Quando si presenta l'impulso negativo di riga, i diodi controllati D_1 e D_2 vengono bloccati per la durata dell'impulso di ritorno di riga impedendo in questa maniera al segnale del burst o a eventuali segnali di disturbo di entrare nello stadio successivo.

Stadio dell'amplicatore di crominanza

Lo stadio dell'amplificatore del segnale di crominanza, TR_1 (fig. 6), viene polarizzato da una tensione continua ricavata dal circuito del killer, come detto in precedenza. La capacità d'ingresso di base viene accordata mediante L_1, che, a sua volta, viene smorzata da R_2. Il guadagno dello stadio viene stabilizzato e la capacità d'ingresso ridotta mediante inclusione del resistore di emettitore R_3, non bypassato.

Il segnale di crominanza sul collettore di TR_1 è circa 0,5 V da picco a picco in corrispondenza di un segnale di burst per pieno pilotaggio finale. Questo segnale viene applicato all'amplificatore di crominanza-pilota attraverso l'induttore L_2, inserito allo scopo di « formare » la porzione alta-frequenza della curva di risposta. Accordando L_2 mediante C_2 si riduce ulteriormente il guadagno a 5,5 MHz (portante suono).

Circuito bistabile

Le tensioni prodotte dall'oscillatore a cristallo vengono applicate a ciascun demodulatore sincrono attraverso un trasformatore. Una di queste tensioni sinusoidali deve però essere invertita di fase, di riga in riga, allo scopo di soddisfare all'alternazione di fase caratteristica del sistema PAL. Ciò può essere ottenuto mediante il circuito bistabile di fig. 7.

Il circuito « ringing » che produce gli impulsi che controllano l'« amplificatore-porta del burst » fornisce un segnale anche al circuito bistabile. Si ricorderà che

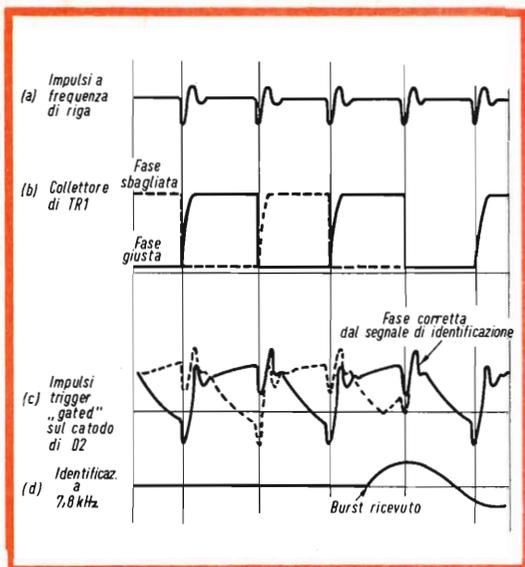



Fig. 8 - Forme d'onda illustranti la correzione della fase.

il circuito « ringing » partendo da un impulso differenziato negativo di 80 V, ricavato dal trasformatore di riga, produce un impulso negativo di 5 V, seguito da un impulso positivo di 3 V.

Il segnale a — 5 V fa « scattare » il circuito bistabile alla frequenza e all'inizio della riga.

Quando TR_1 conduce, conduce anche D_3, mentre TR_2 e D_4 si trovano bloccati. **Ma se D_3 conduce, la portante rigenerata verrà applicata dal secondario A di T_2 al trasformatore T_1 attraverso D_3.**

Quando invece conduce D_4, la portante del colore rigenerata viene applicata **dal secondario B di T_2** al trasformatore T_1 attraverso D_4. Il trasformatore T_2 è avvolto però in maniera che l'uscita A applicata a T_1 venga a trovarsi in opposizione di fase rispetto all'uscita di B anch'essa applicata a T_1. Conseguenza: siccome il circuito bistabile « scatta » a frequenza di riga, il segnale della portante rigenerata verrà applicato al demodulatore sincrono (R-Y) con fase invertita, di riga in riga.

Se lo « scatto » del bistabile non è posto sotto controllo, può succedere che il segnale della portante venga **invertito**

sulla riga non giusta. Ma la giusta fase di questa inversione è assicurata dal segnale a 7,8 kHz proveniente dal killer del colore come indicato in fig. 8. Questo segnale a 7,8 kHz abbiamo visto che è un « prodotto » del burst alternato. Conseguenza: impiegando questo segnale per controllare lo « scatto » (o la fase) del circuito bistabile, l'inversione di fase della portante del colore rigenerata avverrà sulla riga giusta.

Il segnale a 7,8 kHz viene portato nel circuito bistabile attraverso C_1 e D_1 e produce una tensione di polarizzazione. Se il funzionamento del bistabile avviene nella fase giusta, lo « scatto » del bistabile non è influenzato da questa tensione. Se invece il funzionamento del bistabile avviene con fase sbagliata, l'impulso di pilotaggio applicato mediante C_2 viene soppresso dalla tensione di polarizzazione prodotta dal segnale a 7,8 kHz.

Il circuito accordato in parallelo L_1 e C_3 posto sul « cammino » del segnale applicato al demodulatore sincrono (R-Y) elimina le armoniche della frequenza di commutazione.

Un'altra caratteristica del sistema di demodulazione usato in TVC è che i due segnali applicati ai due demodulatori sincroni debbono avere una differenza di fase di 90°. Ciò si ottiene mediante la rete sfasatrice formata da C_4, C_5 e il resistore da 1,5 kΩ. Questa rete assicura che il segnale applicato a T_3 abbia una differenza di fase di 90° rispetto a quello applicato a T_2.

Questa commutazione della fase, di riga in riga, della portante del colore rigenerata nel ricevitore introduce il minimo sbilanciamento residuo, di riga in riga, nel demodulatore (R-Y).

Il decoder completo

A questo punto possiamo dire di avere illustrato succintamente ma in tutte le sue parti il nostro decoder PAL a transistor.

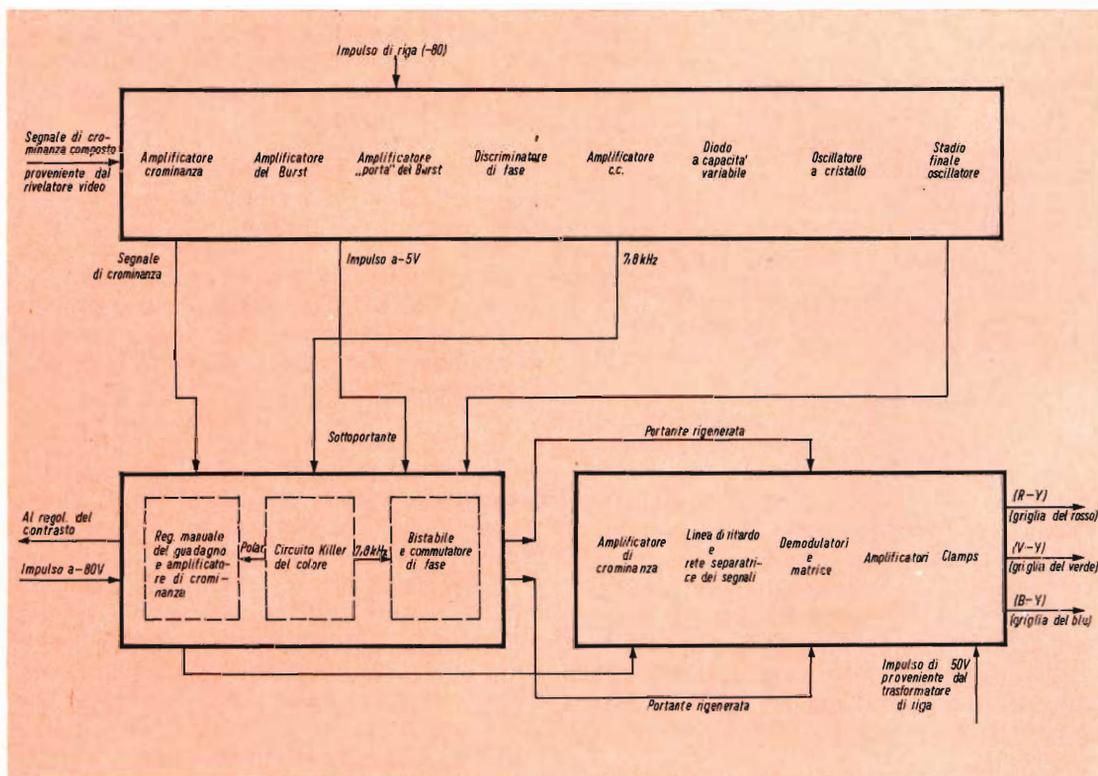



Fig. 9 - Tragitto del segnale tra le varie sezioni del decoder PAL e le altre sezioni del ricevitore.

Per aiutare il lettore a comprendere il funzionamento di questo decoder PAL nel suo insieme, abbiamo riportato in fig. 9 il **cammino del segnale** nei vari circuiti descritti.

I blocchi più marcati indicano i circuiti descritti in queste tre parti. Il segnale di crominanza composto proveniente dal rivelatore video viene applicato all'amplificatore di crominanza attraverso una rete che lo separa dal segnale di luminanza; il segnale di luminanza ne risulta fortemente attenuato. Dopo essere amplificato, il segnale viene portato all'amplificatore del burst ed al circuito del controllo manuale del guadagno.

Il segnale del burst viene « estratto » dal segnale di crominanza mediante una « porta » (gate) aperta da un impulso negativo proveniente dal trasformatore di riga (— 80 V). Quest'impulso viene a sua volta trasformato in un circuito speciale in due impulsi: un impulso di — 5 V seguito da una sovraoscillazione di + 3 V. La semionda a + 3 V mette in funzione l'amplificatore-« porta » del burst, mentre l'impulso a — 5 V pilota il circuito bistabile.

L'uscita dell'amplificatore di c.c., nel tragitto del segnale di riferimento, contiene un segnale con frequenza di circa 7,8 kHz, e cioè metà frequenza di riga. Questo segnale a 7,8 kHz viene applicato al killer del colore dove viene amplificato e raddrizzato in modo da fornire una tensione positiva. Questa tensione positiva viene usata per polarizzare l'amplificatore di crominanza dopo il circuito del controllo manuale del guadagno, consentendo in questa maniera al segnale di crominanza di raggiungere l'amplificatore pilota del segnale di crominanza.

Il segnale a 7,8 kHz amplificato nel circuito killer del colore viene applicato al circuito bistabile allo scopo di assicurare che il funzionamento di quest'ultimo avvenga nella fase giusta.

L'uscita dell'oscillatore a cristallo viene applicata al commutatore-invertitore di fase controllato dal bistabile e successivamente ai demodulatori sincroni.

Il circuito per il controllo manuale del guadagno riceve un impulso negativo dal trasformatore di riga e nello stesso tempo il segnale di crominanza come indicato in fig. 9. L'impulso di riga è temporizzato in maniera da sopprimere il segnale del burst. Il circuito per il controllo manuale del guadagno è collegato anche al regolatore del contrasto nell'amplificatore di luminanza in maniera che il resto del segnale di crominanza risulta opportunamente attenuato prima di essere applicato ai rivelatori dei segnali differenza di colore. Dopo la rivelazione, l'amplificazione e il clamping, i segnali differenza di colore vengono applicati alle griglie del cinescopio a maschera. Il clamping è ottenuto mediante « clamps keyed » resi operanti mediante un impulso da + 50 V proveniente dal trasformatore di riga.

(Da « Mullard Outlook »)

L. Cascianini

Nella tecnica dell'osservazione microscopica, specie usando i microscopi elettronici, sorgono spesso dei gravi problemi: certe sostanze, come i polimeri e alcuni tipi di cristalli, sono soggette a cambiamenti di struttura quando sono sottoposte a fasci di radiazioni molto intensi. Per ovviare questo inconveniente l'intensità della radiazione incidente deve essere ridotta fino a livelli tali che rendono indistinguibile la sostanza in esame.

Il problema è stato risolto da alcuni ricercatori britannici, i quali hanno realizzato un intensificatore di immagini capace di moltiplicare di un fattore 10^6 i segnali luminosi provenienti dal campione, cosicché il livello della radiazione incidente può essere comodamente ridotto entro limiti non dannosi.

L'uscita dell'intensificatore di immagini può essere collegata ad una telecamera per circuito chiuso oppure ad una lastra fotografica. In quest'ultimo caso il tempo di esposizione viene ridotto di circa 500 volte, mentre la qualità dell'immagine rimane pressoché inalterata.

LA STEREOFONIA PER DOMANDE E RISPOSTE

BASSA FREQUENZA

Vogliamo con questo articolo dare un panorama generale sui problemi riguardanti la stereofonia; questo verrà fatto con un metodo insolito cioè attraverso domande e risposte su tale sistema di riproduzione sonora.

Gli apparecchi stereofonici, sia che si tratti di giradischi, di magnetofoni o di radioricevitori sono ormai utilizzati correntemente in grande numero; ma la maggior parte degli amatori non tecnici non si rendono sempre sufficientemente conto delle possibilità e dei vantaggi reali di questo metodo notevole di diffusione sonora. Senza dubbio, è ancora utile precisare qualche punto essenziale e, per meglio semplificare la nostra esposizione, noi adotteremo il metodo delle domande e delle risposte che assicura l'efficacia delle macchine per insegnamento moderno.

Cosa può apportare la stereofonia alla musica?

Quando siamo in una sala da concerto, anche chiudendo gli occhi, possiamo immaginare la disposizione dei vari esecutori, grazie ai sensi direttivi più o meno accentuati delle nostre orecchie. Al contrario, se noi sentiamo lo stesso pezzo di musica in una stanza del nostro appartamento con un apparecchio avente un solo altoparlante, il senso della direzione sparisce completamente. La stereofonia permette di ristabilire, almeno in parte, grazie a dei sistemi addizionali di riverberazione artificiali questo effetto; essa non assicura nel nostro salotto a causa delle proporzioni, la ricostituzione delle condizioni di ascolto della sala da concerto.

Anche se la nostra camera è piccola, noi abbiamo l'illusione di essere in una grande sala, la dove la musica è stata inizialmente registrata. Infatti, non si tratta di una restituzione reale, impossibile da considerare, ma almeno, di una illusione efficace, e questo è evidentemente essenziale!

La stereofonia assicura sempre una audizione naturale e di alta fedeltà?

La stereofonia non è in nessun modo un rimedio insostituibile, come si crede troppo spesso, e l'utilizzazione di due cas-

se sonore qualsiasi non assicurano automaticamente una audizione naturale, piacevole e contrastata. Questo è un processo che aumenta le possibilità e la piacevolezza dell'ascolto, ma unicamente se la qualità sonora di ciascun canale musicale, e di conseguenza dell'equipaggiamento corrispondente, presenta certe caratteristiche minime di qualità. Gli apparecchi portatili di poco prezzo danno delle audizioni sufficienti per la parola, e anche per la musica mònofonica, ma non sono consigliabili per delle audizioni stereofoniche sufficientemente ampie e musicali, aventi una gamma di frequenze molto estesa e un minimo di distorsione.

La sterefonia è superiore all'alta fedeltà?

La domanda è mal formulata; la stereofonia non sostituisce i metodi detti impropriamente ad « alta fedeltà ». Essa assicura, al contrario, un valore addizionale all'alta fedeltà, grazie a un secondo canale musicale che permette di ottenere l'effetto di profondità e di distribuzione dei suoni.

Per ottenere i migliori risultati in stereofonia è obbligatorio mettersi fra i due altoparlanti?

L'illusione orchestrale meglio equilibrata si ottiene evidemente, mettendosi esattamente fra i due altoparlanti, ma si può

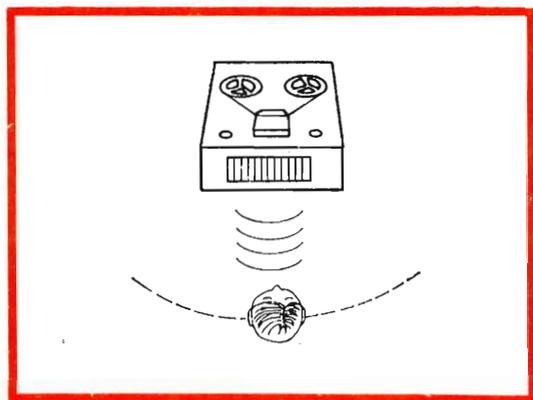



Fig. 1 - Esempio di diffusione monofonica con altoparlante unico.

anche ottenere molto bene un effetto stereofonico piacevole in altre posizioni.

Mettendosi in una camera che è in qualche modo « riempita » di suoni stereofonici, si possono sentire in diversi punti i suoni diretti e riflessi che provengono più o meno dagli altoparlanti più vicini; questo effetto in definitiva aumenta il realismo della percezione sonora.

Si può ottenere un effetto stereofonico aggiungendo un secondo altoparlante a un apparecchio monofonico ad alta fedeltà?

Il montaggio su un apparecchio monofonico di un secondo altoparlante riproducente di preferenza una gamma musicale differente da quella del primo costituisce un sistema abbastanza raccomandabile. Esso permette di aumentare la estensione totale della gamma musicale, di aumentare la diffusione e l'ampiezza dell'audizione.

In questo caso però, i due altoparlanti montati in parallelo o in serie, riproducono evidentemente gli stessi suoni e nello stesso istante, con solamente una differenza che proviene dalla loro qualità direzionale e dalla differenza delle loro tonalità. Per assicurare un vero effetto stereofonico, è necessario utilizzare un montaggio comportante due canali sonori distinti, che azionano due altoparlanti ugualmente distinti, e di mettere in evidenza, finché è possibile, la differenza di questi canali sonori di destra e di sinistra destinati ai nostri orecchi corrispondenti.

Si possono utilizzare dei dischi monofonici più o meno vecchi su un giradischi stereofonico?

Un giradischi stereofonico è compatibile; un pick-up sterefonico può suonare tutti i dischi a lunga durata a 33 giri o 45 giri al minuto in mono o in stereo; esso, non può quindi, permettere la riproduzione di un disco a 78 giri. Quest'ultimi hanno dei solchi più grandi, ciò rende necessario una puntina di riproduzione con una punta di diametro maggiore.

Cosa si ottiene se si vuole suonare un disco stereofonico con un giradischi normale?

Si rischia di distruggere la registrazione, perché la compatibilità non è inversa. La punta di zaffiro o di diamante del pick-up monofonico di modello più o meno vecchio si dispone solo lateralmente; esso non può seguire le ondulazioni verticali del solco stereofonico e deve fluttuare contro i bordi del solco. La deteriorazione non è sempre visibile, ma si constata purtroppo al momento dell'ascolto!

Quali sono le caratteristiche dei solchi e dei pick-up stereofonici?

Un canale sonoro è registrato sotto forma di ondulazioni orizzontali del solco, e l'altro sotto forma di ondulazioni verticali, verso l'alto e verso il basso; la capsula stereofonica del pick-up trasforma il movimento combinato verticale e orizzontale in due tipi di segnali distinti che producono i canali sonori di sinistra e di destra.

Un apparecchio stereofonico da 10 W permette di ottenere una audizione due volte superiore di un apparecchio da 5 W?

Non è vero; l'aumento della potenza non corrisponde a un aumento corrispondente dell'intensità della sensazione sonora; anche due cantanti formanti un duo non producono un suono due volte maggiore di un solo cantante! Infatti, la differenza percettibile fra due apparecchi di questo genere funzionante a piena potenza apparirà più sensibile alla maggior parte degli ascoltatori.

Qual'è l'interesse di una riserva di potenza?

Malgrado le indicazioni date prima, è sempre preferibile utilizzare un complesso di potenza modulata calcolata con abbondanza nei limiti ragionevoli. Non si tratta di ottenere un ascolto musicale assordante; il vantaggio essenziale consiste in una **riserva di potenza;** nei momenti critici, quando è necessario assicurare un aumento subitaneo della potenza sonora per dei colpi di tamburo o di grancassa,

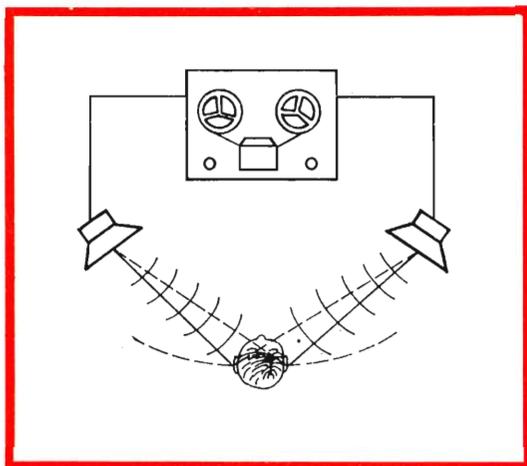



Fig. 2 - Esempio di diffusione stereofonica ed effetto dei due altoparlanti riproducenti i due canali sonori leggermente diversi.

delle vibrazioni stridenti di corde, la potenza elettrica viene fornita dall'amplificatore senza difficoltà e senza rischio di sovraccarico determinante delle distorsioni.

Qual'è la potenza musicale ottima?

È difficile precisare, perché essa dipende da numerosi fattori: il volume della camera d'ascolto, le sue caratteristiche acustiche, in particolare, la natura delle sue pareti più o meno riflettenti, il rendimento degli altoparlanti, soprattutto, i gusti musicali degli ascoltatori.

Nella maggior parte dei casi, è sufficiente considerare una potenza massima da 6 a 10 W per ogni canale sonoro, ma può essere necessario adottare un valore più elevato nelle camere di dimensioni maggiori arredate con dei tappeti o dei pannelli assorbenti, delle tende o dei mobili grandi. Questo è richiesto se si vuole riprodurre principalmente della musica d'orchestra con un volume che dia l'illusione di essere presenti ad un vero concerto.

È il caso degli altoparlanti molto fedeli, ma a basso rendimento, per esempio, gli altoparlanti speciali a elementi multipli montati su dei grandi pannelli, del tipo elettrostatico o elettrodinamico. In questo caso e per delle camere di dimensioni

medie, si deve considerare una potenza dell'ordine di 15 W per canale, cioè un totale di 30 W almeno.

Un altoparlante a basso rendimento è necessariamente difettoso?

In generale, il rendimento di un apparecchio elettroacustico non corrisponde necessariamente alla sua qualità; non è così per gli altoparlanti come per i microfoni o i pick-up. Alcuni dei tipi migliori di altoparlanti hanno un rendimento molto basso, questo non significa che essi producano della musica di qualità inferiore, al contrario ma, si deve utilizzare in questo caso un amplificatore più potente per ottenere lo stesso volume sonoro.

Gli altoparlanti esterni sono gli elementi essenziali di una installazione stereofonica?

È certamente così, sono essi che determinano finalmente la qualità di ascolto stereofonico. Con dei piccoli elementi incorporati nel coperchio stesso dei magnetofoni o dei giradischi, si può talvolta ottenere un ascolto piacevole, ma mai sufficientemente ampio, con quel volume sonoro, quella diffusione e quella distribuzione nello spazio, che costituisce la caratteristica propria della stereofonia.

Vi sono delle registrazioni particolari che assicurano dei risultati migliori in stereofonia?

L'effetto stereofonico è soprattutto notevole con la musica d'orchestra e dei cori registrati nelle grandi sale. Pertanto il metodo stereofonico aumenta il realismo della musica da camera, delle orchestre ridotte di jazz, o di quartetti a corde. Anche se si tratta di solisti, la differenza è generalmente sensibile perché l'ascolto con due canali sonori riproduce sempre meglio gli effetti acustici rispetto allo stato iniziale.

Se si tratta di parole pronunciate da più attori, l'effetto è ugualmente notevole; esso permette di distinguere le differenze delle posizioni e dei movimenti.

È preferibile utilizzare un apparecchio montato in un mobile o delle installazioni formate da elementi distinti costituenti una catena sonora doppia?

Dal punto di vista tecnico, la domanda può essere confrontata con chi nel campo automobilistico esamina unicamente il colore della carrozzeria e delle guarnizioni interne di una automobile, senza neppure provare il motore! Si tratta innanzitutto, di ottenere un ascolto di alta qualità; la presentazione esterna non è da trascurare, ma costituisce un fattore secondario.

Prendendo degli elementi separati, si può scegliere esattamente ciò che più conviene alle condizioni musicali ricercate, alle caratteristiche acustiche della camera d'ascolto e al bilancio privato; allo stesso tempo è possibile modificare più facilmente e perfezionare un simile complesso. Il mobile contenente tutti gli elementi deve, in tutti i casi, essere accuratamente studiato; gli altoparlanti integrati negli apparecchi rischiano di essere troppo ravvicinati l'uno all'altro per assicurare l'effetto stereofonico migliore.

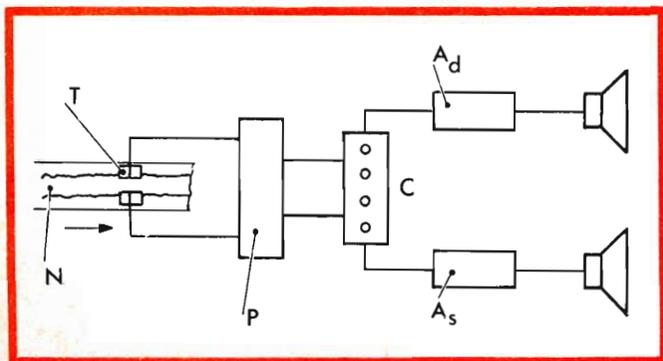



Fig. 3 - Disposizione schematica di un registratore stereofonico. N = = nastro magnetico a due o quattro piste; T = testina magnetica doppia; P = preamplificatore doppio; C = centro di controllo stereofonico; A_d = amplificatore di destra; A_s = amplificatore di sinistra.

Come distinguere i collegamenti dei canali sonori destro e sinistro di un apparecchio stereofonico?

Le prese d'ingresso e di uscita dei registratori stereofonici corrispondenti ai canali sonori destro e sinistro sono indicati chiaramente con delle scritte; questo c'è anche sui giradischi e i fili di collegamento provenienti dalla testina del pick-up sono di colori diversi. I canali destro e sinistro sono spesso indicati dalla lettera A per il canale sinistro, e dalla lettera B per il canale destro; la stessa cosa si ha per i collegamenti degli altoparlanti.

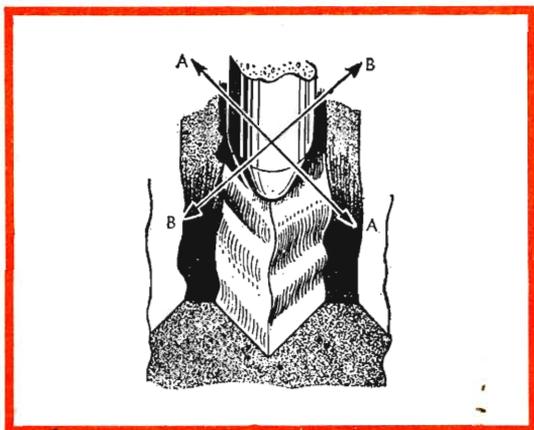



Fig. 4 - La punta dello stilo riproduttore nel solco del disco stereofonico. L'asse B è l'asse di vibrazione della puntina di zaffiro del pick-up.

Come scegliere la distanza esatta fra gli altoparlanti di destra e di sinistra?

Si mettono gli altoparlanti lungo un muro di fronte alla posizione migliore occupata nella camera d'ascolto, e innanzitutto si dispongono negli angoli opposti della stanza.

È necessario avvicinare gli altoparlanti in maniera progressiva senza interrompere l'ascolto; a un dato momento, si otterrà una posizione per la quale non sentiremo più questi altoparlanti come delle sorgenti sonore separate, ma la musica sembrerà realmente distribuita, come se provenisse da una sola sorgente sonora più estesa e più profonda. Questa è la posizione migliore.

In che cosa consiste la messa in fase degli altoparlanti?

I due altoparlanti stereofonici devono funzionare esattamente in sincronismo in modo da spingere e da attirare esattamente nello stesso tempo la massa d'aria che si trova di fronte ai loro diffusori; se il diffusore di uno va avanti, mentre l'altro ritorna indietro, gli altoparlanti sono sfasati e le loro azioni non si sommano, ma, al contrario, si sottraggono soprattutto per quanto riguarda la riproduzione dei suoni acuti.

Per essere sicuri che gli altoparlanti siano in fase, si invertono i collegamenti di uno dei due; il montaggio che assicura la migliore riproduzione dei suoni acuti è il montaggio corretto.

Quali sono i vantaggi delle quattro piste per la stereofonia?

Su un registratore stereofonico, si devono registrare e riprodurre sul nastro magnetico due piste alla volta, per assicurare la registrazione e la riproduzione dei due canali sonori. Il consumo del nastro magnetico è dunque doppio di quello necessario per un apparecchio monofonico. Utilizzando un apparecchio a quattro piste si possono impiegare due piste alla volta su un senso di svolgimento, più due altre piste girando la bobina.

Il consumo del nastro è dunque ridotto a metà rispetto al metodo ordinario a due piste.

Ogni coppia di piste è decentrata rispetto all'altezza del nastro, di modo che esse non rischiano di essere troppo vicine quando si rigira la bobina dopo la prima registrazione.

Che cosa si intende per complianza di un pick-up stereofonico?

La complianza è una caratteristica che indica la facilità dello spostamento della puntina di riproduzione nei solchi del disco. Seguendo i solchi stereofonici molto complessi, la puntina di zaffiro o di diamante deve poter riprodurre, tutte le ondulazioni musicali più esattamente possi-

bile; più la complianza è elevata, meglio la puntina seguirà esattamente i contorni del solco.

Le cartucce stereofoniche di alta qualità hanno una eccellente complianza; le cartucce più o meno vecchie comportano spesso delle giunzioni troppo rigide e rischiano di distruggere più rapidamente i dettagli delle sinuosità del solco.

Un disco stereofonico si usura più rapidamente di un disco monofonico?

Questo dipende dalle condizioni d'impiego, di manutenzione e dalle precauzioni prese al momento di manovrarli. Si deve soprattutto utilizzare una cartuccia di pick-up a complianza elevata, che appoggi sul fondo del solco con una pressione inferiore a 2 o a 3 grammi.

Ben inteso, si deve innazitutto fare attenzione all'estrema fragilità dei solchi e utilizzare una spazzola speciale, che può anche essere disposta costantemente sul braccio del pick-up, di modo che prima della riproduzione e anche, durante di essa, non vi sia della polvere, ne alcun corpo estraneo sulla superficie.

Come giudicare la qualità di una installazione stereofonica?

Il metodo più semplice e più efficace consiste sempre nell'effettuare delle prove d'ascolto; numerose indicazioni sono già state date a questo proposito.

Gli amatori dovranno di preferenza, provare a suonare sull'apparecchio il loro pezzo d'orchestra preferito, già ascoltato a più riprese in una sala da concerto; provando a ricordare la sonorità reale e diretta degli strumenti musicali, e confrontarli con i suoni provenienti dalla installazione.

F. T.

(Da « Le Haut-Parleur » 6704)

Il padiglione francese all'esposizione internazionale di Montreal è considerato dall'ideatore Jean Faugeron un'opera di architettura lirica. Si ispira, nelle linee generali, ad una gigantesca scultura di cemento e acciaio le cui linee sono alleggerite da giochi di luci che corrono fra le pareti di vetro e alluminio.

Al centro dell'enorme navata si svolge quella che costituisce la grande attrazione del padiglione, « Polytopes », di Xenakis. Si tratta di una costellazione di fonti luminose di cinque colori diversi intessute su un'ampia armatura metallica, mentre splendidi motivi decorati a colori corrono lungo il soffitto formando come una proiezione di immagini di cristalli naturali al microscopio. A tutto fa da sfondo un originale motivo musicale.

Tutto questo ha richiesto un'impeccabile installazione elettroacustica che è stata affidata alla Philips scelta per la grande esperienza di collocazione spaziale di suoni nella scenotecnica teatrale.

L'installazione, modernissima, consente la diffusione di avvisi all'interno del padiglione, arrangiamenti musicali, registrazione di avvenimenti diversi, la diffusione dello spettacolo di Xenakis, ecc.

L'installazione, che fa uso esclusivamente di circuiti transistorizzati, si basa su due unità principali. La prima, al pianterreno, è costituita di una cabina in vetro che ospita il complesso sonoro fornito di un banco di armonizzazione e amplificazione, due registratori e due giradischi. La seconda, posta direttamente al disotto del cosiddetto « Livello di Laguna », è dello stesso tipo ma serve soprattutto alla realizzazione degli shows.

ADATTATORE CORRETTORE PER CUFFIA STEREOFONICA AD ALTA FEDELTA'

BASSA FREQUENZA

Riportiamo lo schema di un adattatore-correttore adatto a permettere l'ascolto in cuffia dei dischi stereofonici attraverso un complesso ad alta fedeltà.

La maggior parte dei possessori di un complesso stereofonico ad alta fedeltà non ha sempre l'occasione di ascoltare i pezzi preferiti nelle condizioni ottime di ascolto. Un'ouverture d'opera, per esempio, riprodotta a un livello sonoro relativamente elevato, rischia di far tremare i vetri e battere i denti ai più vicini. Cosa ci può essere di più interessante che poter ascoltare, discretamente, la « Walkiria » come se si fosse seduti a teatro! Wagner, in effetti, non è un compositore di musica da camera, e le sue pagine più belle si adattano male al livello sonoro normale di un'abitazione moderna. La sola soluzione possibile è dunque quella di utilizzare una cuffia stereofonica ad alta fedeltà che, mascherando tutti gli inconvenienti enunciati prima, permette inoltre una riproduzione più soddisfacente dell'effetto stereofonico, dovuta al fatto di una migliore separazione dei canali.

Le uscite degli amplificatori moderni, sia che essi siano a valvole che a transistor, sono previste per le impedenze più correnti degli altoparlanti, cioè comprese fra 2,5 e 30 Ω. Le cuffie d'ascolto, elettromagnetiche o dinamiche, presentano delle impedenze nettamente più elevate, fra 4.000 e 150 Ω circa.

Per un ascolto ad alta fedeltà, si ha tutto interesse ad utilizzare un modello dinamico, le cui prestazioni sono molto superiori ai modelli elettromagnetici. L'impedenza di una cuffia simile è di circa 200 Ω in media. Si deve quindi costruire un apparecchio adattatore come quello che stiamo descrivendo. Esso comporta sulla stessa faccia le diverse prese d'ingresso e di uscita e inoltre il commutatore che permette di passare dall'ascolto in altoparlante a quello in cuffia. Nell'apparecchio sono incorporati diversi circuiti di correzione destinati a favorire le frequenze più basse.

Schema di principio

Lo schema di principio completo dell'adattatore-correttore è rappresentato in

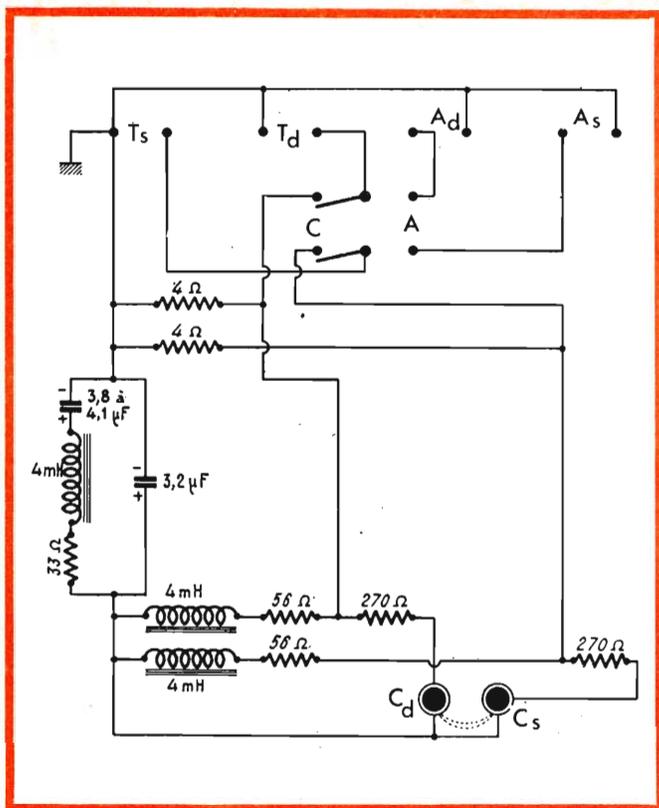



Fig. 1 - Schema elettrico dell'adattatore-correttore per cuffie stereofoniche alta fedeltà. Le lettere **s** e **d** stanno ad indicare i canali sinistro e destro. T_s = trasformatore del canale di sinistra; T_d = trasformatore del canale di destra; A_s = altoparlante di sinistra; A_d = altoparlante di destra; C = cuffia; A = altoparlante; C_d = auricolare di destra; C_s = auricolare di sinistra.

fig. 1. Il principio di funzionamento è molto semplice: un contatore del tipo a pallina o a slitta porta le modulazioni provenienti dall'amplificatore sia sugli altoparlanti rispettivi di ciascun canale, sia sugli auricolari corrispondenti della cuffia. In quest'ultimo caso, gli elementi correttori L, R, C sono messi in circuito. Il valore delle due resistenze d'ingresso (4 Ω, nello schema) deve essere adattato e corrispondere all'impedenza della bobina mobile degli altoparlanti utilizzati.

Se si impiega un amplificatore stereofonico a transistor senza trasformatori di uscita, le resistenze d'ingresso saranno adattate all'impedenza degli altoparlanti, come sopra indicato, e la massa dello schema diventerà il punto freddo degli altoparlanti. L'insieme così realizzato, posto nell'installazione ad alta fedeltà, permetterà indifferentemente l'ascolto con gli altoparlanti e con le cuffie.

Le cuffie utilizzate per questo montaggio sono di modello dinamico di fabbricazione francese. Le caratteristiche principali delle cuffie sono le seguenti:

— curva di risposta: 20 Hz ÷ 172 kHz;

— impedenza: 200 Ω;

— tensione necessaria: 60 mV, per il sistema di due auricolari;

— limite di carico: 7 V, per il sistema di due auricolari;

— cavo di collegamento: filo schermato a due vie da 1,75 m di lunghezza.

Montaggio e cablaggio dell'adattatore

Un telaio a L, rappresentato aperto in fig. 2, porta tutti gli elementi dell'apparecchio. Si comincerà a mettere le tre bobine da 4 mH, poi le diverse prese (4 a due poli, 1 a cinque poli), ed il commutatore. Si faranno in seguito i collegamenti e la filatura degli elementi RC come si può vedere dal piano di cablaggio. Si deve notare che i condensatori da 3,2 µF e da 3,8 µF dello schema di principio di

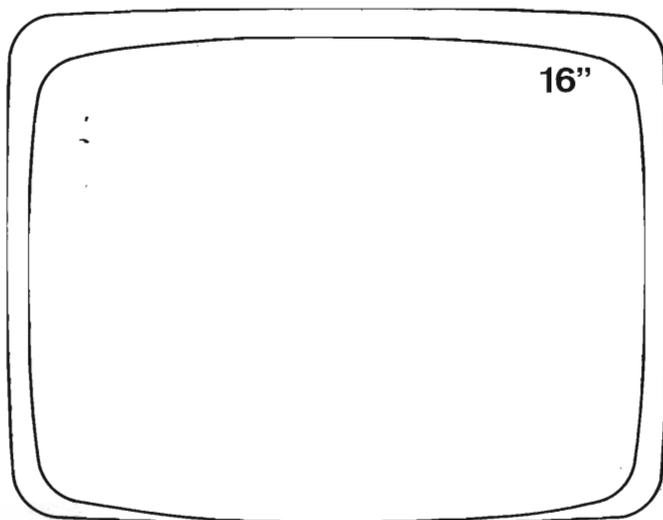
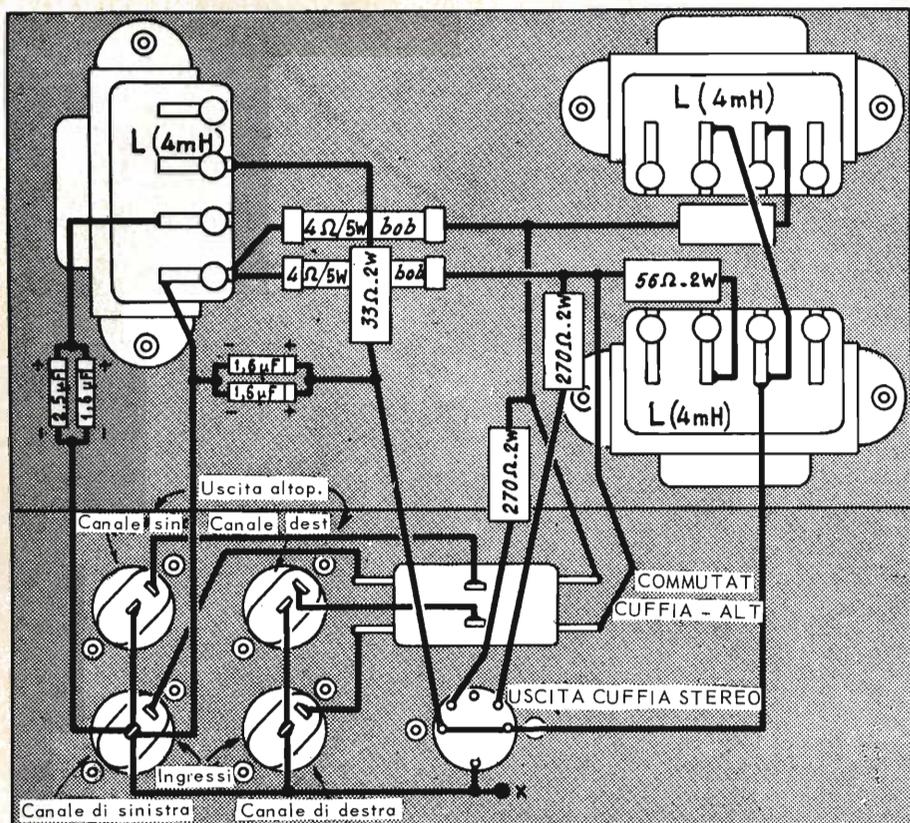



Fig. 2 - Piano di cablaggio dell'adattatore.

fig. 1 si compongono in realtà ciascuno di due condensatori elettrolitici in parallelo: 1,6 μF + 1,6 μF per il primo e 2,5 μ + 1,3 μF (o 1,6 μF) per il secondo.

Si verificherà, prima di utilizzare l'adattatore, che le due resistenze d'ingresso abbiano un valore corrispondente all'impedenza di uscita dell'amplificatore.

F. T.

I laboratori di ricerca dell'Aviazione degli Stati Uniti stanno mettendo a punto un nuovo tipo di radar aerotrasportabile, particolarmente adatto a rilevare bersagli, come autocarri, batterie di artiglieria ed altri oggetti metallici, anche attraverso la fitta vegetazione delle giungle tropicali.

Come è noto tali oggetti metallici reflettono le radiazioni elettromagnetiche con particolare forza quando la lunghezza d'onda incidente è all'incirca uguale alle dimensioni proprie.

Per questo motivo in questi radar viene adottato un segnale di frequenza più bassa, in grado di favorire una migliore riflessione. Tuttavia sorge contemporaneamente il problema della localizzazione precisa del bersaglio, in quanto la maggiore lunghezza d'onda fa diminuire la precisione del rilevamento. Si spera di ovviare all'inconveniente utilizzando per il rilevamento la tecnica della comparazione di fase.

GENERATORE SINUSOIDALE - RETTANGOLARE A TRANSISTOR

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Riportiamo la descrizione di un generatore di onde sinusoidali e di onde rettangolari equipaggiato con transistor e diodi e costituito da un amplificatore a tre stadi ad accoppiamento diretto e da un ponte di Wien.

L'oscillatore sinusoidale è costituito da un amplificatore a tre stadi ad accoppiamento diretto e dal noto montaggio a ponte di Wien. Una controreazione energica permette di ottenere una resistenza d'ingresso elevata per l'amplificatore, sufficiente per non ammortizzare il circuito a ponte di Wien, e per evitare l'influenza delle variazioni dovute alla temperatura ambiente e della tensione di alimentazione (entro limiti ragionevoli) sulla frequenza prodotta.

È noto che per stabilire l'ampiezza di un oscillatore come qui descritto si può pensare di utilizzare un termistore, o una resistenza non lineare, come per esempio un diodo, in un ramo di circuito di controreazione. Le due soluzioni presentano alcuni inconvenienti sui quali non possiamo dilungarci. Nel caso presente si è utilizzata una resistenza PTC (resistenza a coefficiente di temperatura positivo) sotto forma di una piccola lampada a incandescenza La_1. Con questo metodo molto semplice si può, dopo una messa a punto appropriata, ottenere una stabilizzazione dell'ampiezza migliore di 1 dB circa, e una distorsione minore dell'1% su tutta la estensione delle frequenze prodotte.

I segnali rettangolari sono ottenuti con l'aiuto di un trigger di Schmitt montato di seguito all'oscillatore sinusoidale e in cui l'alimentazione è stabilizzata con l'aiuto di un diodo Zener, al fine di ottenere un'ampiezza costante per le onde rettangolari.

L'alimentazione viene fatta con una tensione di 24 V e il consumo è dell'ordine di 100 mA quando l'apparecchio funziona in regime sinusoidale e rettangolare, o di 50 mA circa quando non funziona che in regime sinusoidale. La tensione necessaria può essere ottenuta mettendo in serie sei pile da 4,5 V, del tipo per lampade tascabili, oppure con l'aiuto di una batteria di piccoli accumulatori.

È anche possibile di ottenere l'alimentazione dalla rete luce, con stabilizzazione obbligatoria e filtraggio particolarmente efficace.

Oscillatore sinusoidale

Questo oscillatore utilizza i transistor T_1, T_2 e T_3. I primi due possono essere degli OC 44 o analoghi, ma devono avere un β almeno uguale a 100. Il transistor T_3 è un AF 118.

Le gamme sono commutate con il commutatore S_{1a} - S_{1b}, mentre l'accordo continuo è assicurato dai potenziometri P_{1a} e P_{1b}, montati sullo stesso asse. L'insieme è previsto in modo che esista un piccolo ricoprimento da una gamma all'altra, al fine di avere un certo margine alle due estremità di ciascuna scala.

I potenziometri P_{1a} e P_{1b} sono del tipo a filo (1 W) e di preferenza a variazione lineare, al fine di ottenere una migliore sicurezza di uguaglianza delle due resistenze in ogni punto della corsa.

Un certo tasso che ne risulta alle frequenze elevate di ciascuna gamma non dà più fastidio se si utilizza uno strumento con quadrante a scala sufficientemente grande. Le due resistenze regolabili P_4 e P_5 permettono un allineamento alle estremità della corsa dei due potenziometri.

Al fine di avere maggior precisione alle frequenze elevate nella banda B.F. (da 8 a 15 kHz circa), la gamma **d** è prevista con una ricopertura molto grande con la gamma precedente. La divisione delle quattro gamme si presenta come segue:

a) 15 ÷ 150 Hz;

b) 150 Hz ÷ 1,5 kHz;

c) 1,5 ÷ 15 kHz;

d) 6 ÷ 60 kHz.

Per gli impieghi normali in B.F., la gamma **d** può allora essere soppressa.

Per quanto riguarda l'amplificatore stesso, i suoi tre stadi a collegamento diretto fanno sì che alle frequenze basse non intervenga nessun sfasamento. Delle resistenze di valore elevato nei circuiti di emettitore assicurano un tasso elevato di controreazione. La reazione si effettua con il potenziometro P_5 prelevando la tensione B.F. sull'emettitore di T_3. La tensione di uscita B.F., prelevata sul collettore

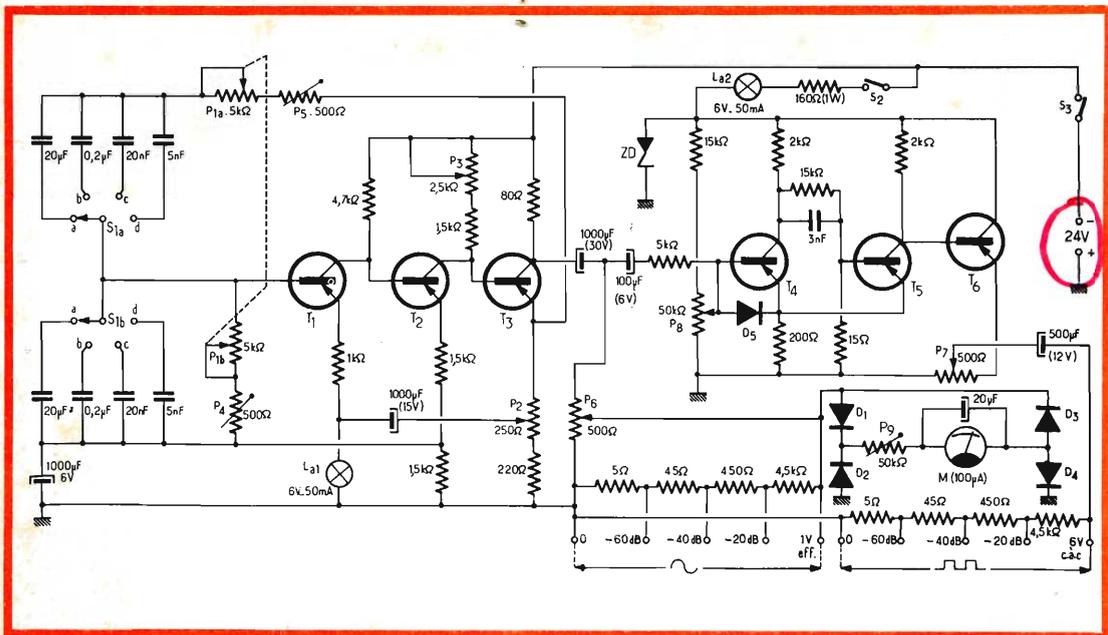



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore sinusoidale-rettangolare. La sezione « sinusoidale » è costituita dai tre transistor di sinistra, mentre la messa in forma delle onde rettangolari si effettua con i tre transistor di destra.

di T_3, è inviata verso il regolatore di ampiezza P_6, che costituisce, in qualche modo, un attenuatore a quattro posizioni, con le attenuazioni da 0, 20, 40 e 60 dB, di modo che è facile, manovrando P_6, ottenere delle tensioni di uscita dell'ordine di qualche millivolt.

L'indicatore della tensione di uscita comprende un microamperometro M da 100 µA e un ponte di 4 diodi che possono essere dei diodi al germanio per impieghi generali. È possibile, a rigore, di rinunciare a questo indicatore della tensione di uscita a condizione di calibrare il quadrante di P_6 in volt. Ma è anche possibile utilizzare il microamperometro per il controllo della tensione delle pile ugualmente, con una resistenza in serie e un commutatore appropriato.

Il circuito di controreazione va dall'emettitore di T_3 all'emettitore di T_1, per mezzo del potenziometro P_2. Il circuito di emettitore di T_1 comprende una resistenza fissa di 1 kΩ e la lampada ad incandescenza La_1 alla quale si trova dunque applicata la tensione di uscita B.F. Se questa tensione diventa troppo elevata, una tensione più elevata si trova applicata alla La_1, la cui resistenza aumenta, cosa questa che fa aumentare il tasso di controreazione e fa abbassare la tensione di uscita.

Per l'utilizzazione prevista qui, è necessario impiegare una lampadina da 6 V - 50 mA, ma è bene notare che queste lampadine presentano una dispersione di caratteristiche molto grande e che può essere necessario provarne parecchie prima di ottenere una buona regolazione di ampiezza. Normalmente, la lampadina La_1 deve restare completamente scura in funzionamento. La presenza di una luminosità anche debole e visibile solo in oscurità denota una regolazione inesatta dei potenziometri P_2 e P_3.

In funzionamento normale, si devono trovare sui diversi « elettrodi » dei transistor da T_1 a T_3 le tensioni seguenti:

collettore T_1 - base T_2: 7,6 V;
collettore T_2 - base T_3: 14,5 V;
collettore T_3: 20 V;
emettitore T_1: 3,4 V;
emettitore T_2: 7,3 V;
emettitore T_3: 14 V.

Ai capi della lampadina La_1 si deve avere circa 0,1 V (in continua). L'interruttore S_3 deve essere combinato con il potenziometro P_6.

Segnali rettangolari

Si tratta di un trigger di Schmitt, utilizzante i transistor T_4 e T_5, seguiti da uno stadio di uscita a collettore comune (T_6). I transistor da utilizzare sono sempre del tipo OC 44 (o analogo), ma il loro guadagno può essere minore: uguale o superiore a 60.

Il potenziometro P_8 permette di far variare il rapporto ciclico delle onde rettangolari ottenute, la cui frequenza di ricorrenza resta legata a quella del generatore sinusoidale.

Il potenziometro di uscita P_7, che serve per dosare l'ampiezza delle onde rettangolari in modo progressivo, può essere graduato in volt di cresta, con l'aiuto di un oscilloscopio, per esempio.

Si può anche procedere nel modo seguente. Si collega P_7 all'emettitore di T_6 e gli si applica una tensione continua di 6 V esattamente. Si misurano, in seguito, con l'aiuto di un voltmetro, le tensioni successivamente ottenute con il cursore, e si portano, sul quadrante del potenziometro, i punti corrispondenti a 5 V, 4 V, 3 V, ecc., che saranno a ± 5% valevoli per le tensioni da picco a picco.

Il diodo Zener ZD deve essere previsto per ottenere una tensione d'alimentazione del trigger di 6,3 V esattamente. Il diodo D_5 è dello stesso tipo dei diodi D_1-D_4.

Messa a punto

Prima di tutto verificare le tensioni in diversi punti del montaggio. Quelle indicate dall'oscillatore sinusoidale sono valide quando P_3 si trova circa al centro della sua corsa.

Porre il commutatore di gamma su b e il potenziometro P_1 a circa un terzo della corsa. Per cominciare, porre il cursore di P_2 all'estremità del potenziometro.

Un oscilloscopio è indispensabile per la regolazione. Si collega all'uscita sinusoidale, si pone P_6 al massimo e si gira lentamente P_2 fino all'apparizione dell'oscillazione. Verificare che l'ampiezza sia dell'ordine di 1 V_{eff}. Manovrare P_1 (**a** e **b**) da un capo all'altro del cursore e verificare che l'ampiezza resti costante. Se si osserva un aumento o una diminuzione notevole di questa ampiezza nella parte delle frequenze elevate di ciascuna gamma, si tratta quasi sempre di un difetto di « allineamento » fra i due potenziometri P_1, difetto che si corregge con P_4 e P_5, posto, per cominciare, in posizione centrale.

Se si constata, in seguito, che diventa impossibile mantenere sufficientemente alta in frequenza, per ogni gamma, oppure se è impossibile arrivare a una copertura di rapporto 10 per gamma, si deve diminuire il valore totale di P_4 e P_5 e riprendere in seguito l'« allineamento ».

I potenziometri P_2 e P_3 saranno regolati alternativamente. Il P_2 non deve essere posto verso la massa per fare in modo di ottenere una oscillazione regolare su tutte le gamme. Per determinare la regolazione ottima di P_3 si mette il P_2 sufficientemente lontano dalla massa perché la sinusoide osservata sullo schermo dell'oscilloscopio comincia ad appiattirsi alla sommità. Si regola allora P_3 in modo che questa deformazione sia la stessa in alto e in basso.

Se si ha la possibilità di utilizzare un distorsiometro, si regola P_3 al minimo della distorsione.

La regolazione termina con la regolazione di P_2. Se l'operazione è stata fatta accuratamente, si deve avere praticamente un'ampiezza costante su tutte le gamme e da una estremità all'altra della scala.

Il generatore di segnali rettangolari non richiede alcuna regolazione particolare. Ci si assicura del suo buon funzionamento con l'osservazione dei segnali all'uscita corrispondente, con l'aiuto di un oscilloscopio.

Per quanto riguarda la calibrazione in frequenza delle quattro gamme, è evidentemente necessario disporre sia di un altro generatore B.F. e di un oscilloscopio, sia di un frequenzimetro.

Questo generatore funziona normalmente con una temperatura ambiente da + 10° a + 35°C e con una tensione di alimentazione da 21 a 25 V.

Δ

(Da « Radio Constructeur » 6701)

Una grande industria inglese produttrice di componenti elettronici, la STC di Harlow, ha realizzato una nuova serie di relé miniaturizzati. L'uso di un diaframma metallico flessibile come elemento di contatto ha permesso di contenere le dimensioni del relé in limiti ristretti, e contemporaneamente di raggiungere prestazioni notevoli. Uno di questi componenti, avente dimensioni 10 x 10 x 15 mm, può sopportare una corrente di 0,5 A ed una tensione massima di 150 V c.c., lavorando nella gamma di temperature da — 65° a + 100° C.

Questi risultati sono dovuti all'impiego del nuovo contatto mobile di massa ridottissima, il quale agisce in un piccolo contenitore ermeticamente chiuso e contenente un gas non ossidante. Il sistema, oltre a garantire evidentemente una lunghissima durata, permette anche di portare correnti elevate, dato che il diaframma, quando è attratto dalla bobina, presenta una superficie di contatto in chiusura di almeno 5 mm². Il tempo di eccitazione è di 1,5 ms, quello di rilascio circa 500 µs. Inoltre la superficie dei contatti è rivestita in oro.

Le accurate prove eseguite garantiscono un milione di operazioni in condizioni medie (0,5 A - 60 Vc. c.). Un altro vantaggio di questi nuovi relé è costituito dall'ampia varietà di forme con cui vengono costruiti, pur mantenendo sempre lo stesso elemento di contatto.

SEGNALI ALTERNATI E PERIODICI UTILIZZATI IN ELETTRONICA

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

Parte VII

Continuiamo questa nostra rubrica, riportando questa volta una trattazione dei segnali alternati e periodici comunemente utilizzati in elettronica.

Un segnale è alternato quando è periodico, ciascun periodo si compone di due semiperiodi di segnali opposti.

Per illustrare questa definizione, riportiamo in fig. 1 qualche esempio di rappresentazione grafica di segnali alternati.

Sono rappresentati quattro segnali. In ordinata, si è riportata l'ampiezza A che è una grandezza elettrica, generalmente una tensione, una corrente o una potenza. In ascissa, si è riportato il tempo t. La forma periodica dei segnali si caratterizza dal fatto che alla fine di un tempo T chiamato periodo, il segnale riprende la stessa forma. Così, se si considera il segnale A per esempio, si vede che la variazione della sua ampiezza A in funzione del tempo t è la stessa, a partire dai punti a, a', a''.

La forma alternata si caratterizza con la simmetria delle forme dei semiperiodi T/2 consecutivi.

Così si vede che nel segnale (A) l'alternanza negativa ha la stessa forma dell'alternanza positiva.

Una generalizzazione del termine « alternativo » può essere effettuata considerando anche dei segnali in cui le alternanze positive e negative hanno delle forme e delle durate differenti.

In (B), (C) e (D) si sono rappresentati dei segnali alternati di forma nota e ben definita.

Il segnale (B) è il segnale sinusoidale familiare a tutti: la sua espressione è:

$$A = A_0 \operatorname{sen} \omega t \qquad (1)$$

dove $\omega = 2 \pi f$; f = frequenza = 1/T, dunque la (1) si può anche scrivere così:

$$A = A_0 \operatorname{sen} 2 \pi ft \qquad (2)$$

e

$$A = A_0 \operatorname{sen} 2 \pi t/T \qquad (3)$$

ω si chiama la pulsazione, o anche frequenza angolare, termine improprio e che si presta a delle confusioni. Utilizzando l'espressione (3), per esempio, si vede che nel primo periodo T, cominciando da t = 0, si ha:

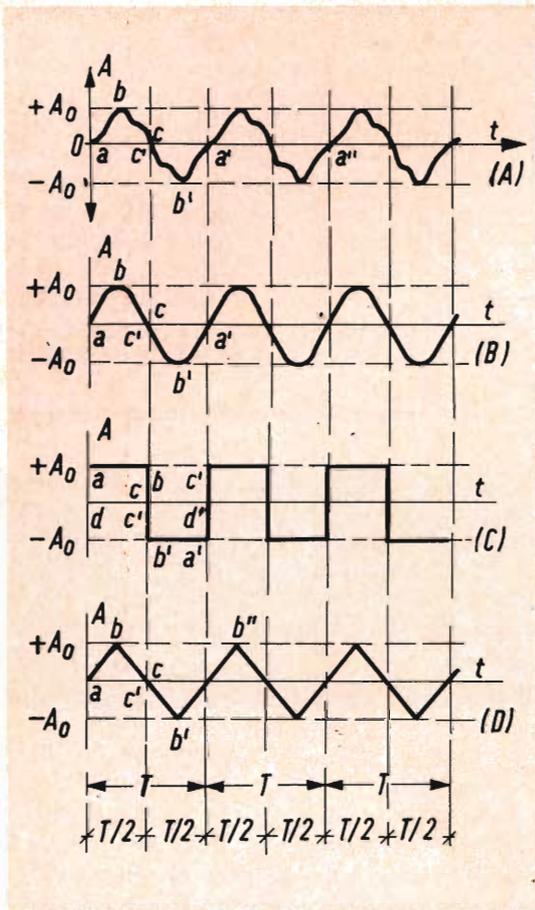



Fig. 1 - Esempio di rappresentazione grafica dei segnali alternati.

per $t = 0$, $A = A_o \operatorname{sen} 0 = 0$ (punto a),

per $t = T/4$, $A = A_o \operatorname{sen} (2\pi/4) = A_o \operatorname{sen} (\pi/2) = + A_o$ (punto b),

per $t = T/2$, $A = A_o \operatorname{sen} \pi = 0$ (punto c, c'),

per $t = 3T/4$, $A = A_o \operatorname{sen} (3\pi/2 = - A_o)$ (punto b'),

per $t = T$, $A = A_o \operatorname{sen} 2\pi = 0$ (punto a'), e i valori di A si riprodurranno nello stesso modo per tutti i valori di t al quale si regola un numero qualsiasi di periodo T.

I segnali (C) e (D) rispettivamente rettangolare e triangolare si possono definire ugualmente con delle espressioni algebriche, ma a causa della loro forma si possono anche definire in modo più semplice che è in qualche modo « descrittivo »:

Segnale (C): durante tutti i primi semiperiodi $A = + A_o$ e durante tutti i secondi semiperiodi $A = - A_o$.

Nei tempi corrispondenti al cambiamento del semiperiodo la tensione passa bruscamente (in un tempo solo) da $+ A_o$ a $- A_o$ o da $- A_o$ a $+ A_o$, secondo i casi.

Segnale D: cominciamo la « descrizione del segnale » triangolare a partire dal punto b. Durante il semiperiodo corrispondente ai punti b e b', l'ampiezza A decresce linearmente (in proporzione al tempo) da $+ A_o$ a $- A_o$; durante il semiperiodo seguente, posto tra i tempi corrispondenti ai punti b' e b'', l'ampiezza cresce linearmente da $- A_o$ a $+ A_o$.

I valori « zero » di A si pongono ai tempi corrispondenti nei punti a, cc', a', ecc.

In tutti questi segnali alternati, i valori zero si succedono a ciascun semiperiodo, l'uno corrispondente a un aumento di ampiezza, l'altro a una diminuzione.

Segnali periodici non alternati

Un segnale può essere periodico senza essere alternato. La fig. 2 dà degli esempi di segnali periodici che soddisfano alla definizione della periodicità (ripetizione al ritmo del periodo T), ma non a quello dell'« alternatività », i quali si caratterizzano dalla simmetria rispetto ai punti $A = 0$.

Consideriamo per esempio il segnale (E). Esso ha la forma sinusoidale, ma le « alternanze » a-b-c, c-d-e corrispondono a dei valori positivi di ampiezza A, essendo il valore massimo $+ A_2$ e il valore minimo $+ A_o$.

Praticamente, se si suppone che A è una tensione, si vede che la tensione A è uguale a due tensioni, una continua di valore A_1, l'altra sinusoidale la cui ampiezza varia fra il suo massimo A_2 e il suo minimo A_o.

I punti « zero » sono sostituiti dai punti a, c, e di ampiezza A_1. È facile vedere che

l'espressione di questo segnale può essere:

$$A = A_1 + (A_2 - A_1) \text{ sen } \omega t$$

$A_2 - A_1 = A_1 - A_o$ sostituendo A_o nell'espressione (1).

Verifichiamo che al tempo $t = T/4$ si ha $A = A_2$.

Per questo tempo e con $\omega = 2\pi t/T$ si trova:

$$A = A_1 + (A_2 - A_1) \text{ sen } (\pi/2) = = A_1 + A_2 - A_1 = A_2.$$

A questo punto si può pensare che un segnale come (E) sia una cosa complicata e rara, buona solo per i tecnici esperti. Al contrario invece, tutti coloro che utilizzano un apparecchio qualunque (radio, TV, bassa frequenza) hanno a che fare con dei segnali di questo genere.

In effetti l'alta tensione continua ottenuta per il raddrizzamento e il filtraggio non è in realtà che la somma delle due tensioni, ma perfettamente continua, come la tensione di ampiezza A_1 (fig. 2 E), e l'altra, detta di ronzio, che può essere come la tensione alternata d'ampiezza $A_2 - A_1$.

È tuttavia evidente che se il ronzio è impercettibile o debole, il valore di $A_2 - A_1$ è piccolo in confronto a quello di A_1, per esempio:

$$A_1 = 200 \text{ V e } A_2 - A_1 = 0{,}1 \text{ V}.$$

Consideriamo ora il segnale F di fig. 2, che noi supponiamo una tensione. Si può definire in modo analogo a quello del segnale C (fig. 1) come segue: durante il tempo di durata T_r la tensione è continua e di valore A_2. Al tempo corrispondente alla fine di T_r e all'inizio di T_a, la tensione passa bruscamente da $-A_2$ volt a $+A_1$ volt (punti b-c) passando evidentemente dalla tensione zero corrispondente al punto j. In seguito: durante questo tempo T_a, la tensione si mantiene al valore $+A_1$ volt (punti c-d). Alla fine di T_a dunque, all'inizio del periodo parziale Tr seguente, la tensione diminuisce bruscamente da $+A_1$ a $-A_2$ (punti d k e), passando da zero volt (punto k).

Il periodo parziale seguente Tr è la riproduzione esatta del periodo Tr considerato prima.

La periodicità è evidente. Si ha $T = T_r + T_a$, ma si vede che non si ha simmetria né dal punto di vista del tempo (T_r diverso da T_a), né dal punto di vista delle tensioni, perché A_1 è diversa da A_2.

Una tale tensione rettangolare periodica si chiama tensione a impulsi, ciò che è stato nell'esempio presente, negativo, vale a dire la parte come d k e f l g. Perché si possano considerare degli impulsi si fa in modo che T_r sia relativamente basso rispetto a T_a, per esempio $T_r - 0{,}1\, T_a$, ciò che dà:

$$T = T_a + 0{,}1\, T_a = 1{,}1\, T_a.$$

Alcune forme di tensioni di questo genere sono normali in certi circuiti TV e

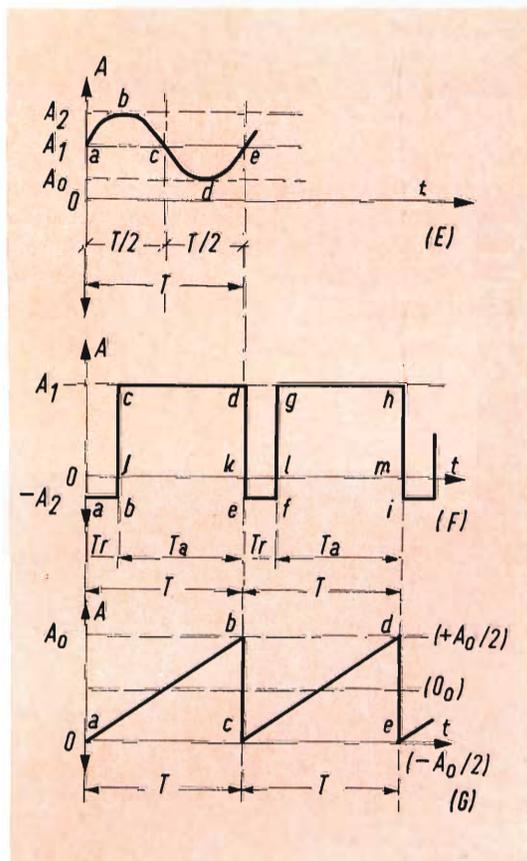



Fig. 2 - Esempio di segnali periodici.

in molti circuiti di apparecchi elettronici professionali. Esistono, evidentemente, degli impulsi positivi.

Passiamo al segnale G della fig. 2. Questo si chiama segnale a dente di sega perfetta e si caratterizza dalla definizione: durante il tempo T che è il suo periodo, il segnale, avente la forma retta a-b, varia proporzionalmente al tempo dunque, rappresentato da una retta.

Alla fine del periodo T considerato dunque, all'inizio del periodo T seguente, il segnale diminuisce bruscamente, vale a dire in un tempo nullo, dall'ampiezza massima A_o all'ampiezza minima che è zero, ciò che corrisponde alla retta b-c parallela all'asse 0A e perpendicolare all'asse del tempo 0-t. In questo momento comincia il periodo seguente, nel caso del quale la tensione varia come in precedenza.

Questa tensione a dente di sega perfetto è nel nostro esempio sempre positiva. Inoltre durante tutto il periodo T essa aumenta linearmente e decresce bruscamente.

Altre forme dei segnali a dente di sega perfetta possono essere considerati, per esempio quelli in cui la parte che varia progressivamente è decrescente, essendo l'altra crescente.

Si tratta allora di un dente di sega negativo come quello di fig. 2 era positivo.

Un'altra variante è quella in cui l'asse del tempo è 0_o (indicato a destra) posto al centro di 0 A_o. In questo caso, vi è una parte superiore in cui la tensione è positiva, compresa fra zero e $-A_o/2$. L'asse 0_o può essere posto ugualmente in ogni altra posizione parallela all'asse 0-t.

Delle tensioni a dente di sega si incontrano in tutte le applicazioni di elettronica, specialmente in TV, negli oscilloscopi, ecc.

Si noteranno così anche i denti di sega imperfetti o le parti b-c-d-e, ecc., non sono più di durata nulla, ma hanno una durata finita, più corta di quella delle parti ab, cd, ecc.

Si chiama spesso la durata delle parti ab e ritorno quella della parte bc, designandole con T_a e T_r e si ha evidentemente $T_a + T_r = T$.

Si noterà così che si potrà dedurre dal segnale triangolare di fig. 1 D, un segnale a dente di sega imperfetto a condizione che uno dei periodi parziali sia più corto dell'altro.

I denti di sega imperfetti possono così avere dei periodi parziali di ritorno, T_r, di forma diversa dalla rettilinea. In altri casi, ugualmente, i due periodi parziali, T_a e T_r, possono corrispondere a delle forme non rettilinee, l'« imperfezione » del dente di sega è allora più pronunciata.

(Da « Le Haut-Parleur »)

Nei primi anni della loro introduzione i circuiti integrati, che hanno ora invaso il mondo dei calcolatori elettronici, risentivano della loro derivazione dei classici circuiti logici. Cioè, a parte l'integrazione e la riduzione delle dimensioni, la disposizione circuitale ricopiava praticamente quella dei circuiti a elementi separati.

Negli ultimi tempi invece, grazie alla lunga esperienza ormai acquisita, le maggiori case stanno cercando di sfruttare maggiormente le possibilità offerte dalle strutture integrate. La Motorola ha quindi realizzato una serie di circuiti integrati di nuovo tipo, cre utilizza più compiutamente le proprietà delle giunzioni semiconduttrici. Tali elementi, chiamati MECL (Motorola Emitter Coupled Logic) lavorano in conduzione e non in saturazione, cosicchè il tempo di propagazione dell'intero circuito, comprendente 8 funzioni transistor, è ridotto a soli 5 nanosecondi, contro i 20-30 dei tipi precedenti. La serie MECL, in grado di coprire tutte le esigenze per la parte aritmetica e la parte controllo di un calcolatore, garantisce un funzionamento ottimo nella gamma da —55° a 125° C, anche con variazioni della tensione di alimentazione di ± 20%.

Funzionamento di un diodo e di un thyristor confrontato con l'effetto dei segnali stradali sul traffico

In questo articolo viene confrontato il funzionamento di un diodo semiconduttore e di un thyristor con l'effetto dei segnali stradali sul traffico. Il confronto è basato sulla rassomiglianza esistente fra i simboli usati in disegno per questi due componenti e i segnali stradali. Esiste anche una rassomiglianza o analogia fra il funzionamento del diodo e del thyristor e l'effetto dei segnali stradali sul flusso dei veicoli che passano attraverso le strade. Per mezzo di questa analogia, si dà un'idea di come funzionano i suddetti componenti elettronici.

IL DIODO

In un apparato elettronico come un ricevitore radio o televisivo, un circuito automatico di elaborazione per lavatrici, uno dei componenti più importanti è il diodo.

Un diodo è un dispositivo nel quale la corrente elettrica può passare in una direzione ma non in quella opposta. In termine tecnico si può dire: il diodo è in grado di rettificare la corrente alternata (corrente che passa avanti e indietro in un conduttore, che può essere un cavo, un nastro metallico ecc.).

Simbolo del diodo

In uno schema elettrico di un circiuto elettronico che mostra i collegamenti dei vari componenti, il diodo è indicato dal simbolo rappresentato in fig. 1.

La corrente può passare solo da y a x, in altre parole, nella direzione della freccia; essa non può passare nella direzione opposta (da x a y).

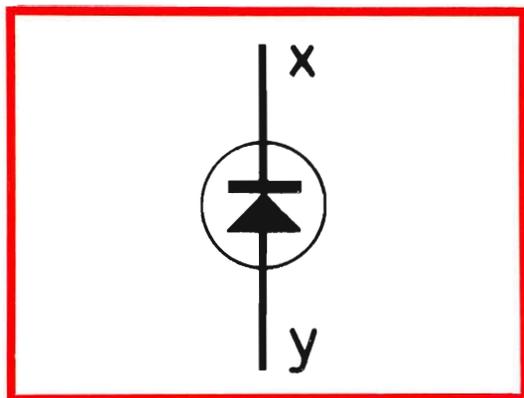



Fig. 1 - Simbolo del diodo.

I nostri antenati pensavano all'elettricità come a un fluido consistente di particelle cariche positivamente. Più tardi si scoprì che l'elettrone era caricato negativamente e quindi la corrente di elettroni passava del meno al più. Da questo momento cominciò la confusione. Si doveva essere certi nel parlare, se fossero gli elettroni a muoversi dal — al + oppure la « corrente » dal + al —.

Con l'avvento dei semiconduttori, si è trovato che entrambe le versioni erano esatte. Oltre all'elettrone, si è introdotta la « cavità », che è carica positivamente e si muove dal + al —.

Essa si muove simultaneamente con gli elettroni, ma in direzione opposta.

La corrente erogata da una sorgente elettrica che alimenta un circuito, passa dal polo positivo della sorgente, attraverso il circuito e poi ritorna al polo negativo.

Segnali stradali

L'attenzione degli utenti della strada è attirata dai regolamenti del traffico per mezzo dei segnali stradali. Questi segnali influenzano il flusso di veicoli che passano attraverso le strade o in uno o nell'altro senso. Per esempio, in una via a senso unico, il traffico può avanzare in una sola direzione.

Segnali per strade a senso unico

Un segnale stradale con una freccia bianca posta in un rettangolo blu viene posto all'ingresso della strada a senso unico.

L'altra estremità della strada a senso unico è munita di un cartello di « divieto d'accesso », che consiste di un disco rosso attraversato da una barra orizzontale bianca. I due segnali sono riportati in fig. 2.

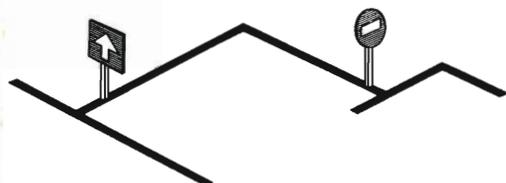



Fig. 2 - Esempi di segnali stradali.

Confrontando il Diodo con la strada a senso unico, si può dire che « y » è il lato dell'ingresso e « x » il lato del divieto d'accesso.

Una analogia può essere vista fra l'influenza del diodo sulla corrente elettrica e l'effetto del segnale di una strada a senso unico sul flusso del traffico. Il traffico si muoverà solo nella direzione della freccia in analogia con l'influenza del diodo sulla corrente elettrica.

Se il terminale x (catodo) del diodo è di colore rosso, e il terminale y (anodo) di colore blu, il simbolo del diodo può essere rappresentato come in fig. 3.

Fig. 3 - Simbolo del diodo confrontato con i segnali stradali.

Sebbene speriamo di non incontrare mai una combinazione di segnali stradali come quella mostrata in fig. 4 essi sono stati mostrati così per ragioni di chiarezza.

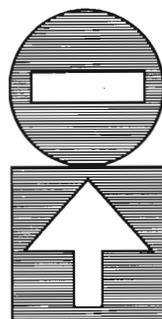



Fig. 4 - Segnali stradali simili, per effetto, agli elettrodi di un diodo.

Colore dei terminali

Da quando si costruirono le prime batterie molti anni fa, è stato stabilito di indicare il polo positivo con il rosso e il polo negativo con il blu.

Siccome i diodi sono molto spesso usati in alimentatori di potenza per alimentare circuiti, di conseguenza i terminali sono segnati per indicare la polarità.

Così il terminale del diodo dal quale la « corrente » inizia a passare al circuito esterno è segnato con il colore rosso e di conseguenza l'altro terminale deve essere segnato con il blu.

Fig. 5 - Diodi di potenza con differenti polarità.

La fig. 5 mostra due diodi, generalmente usati per rettificare sorgenti di potenza. La freccia stampata sull'involucro metallico indica la direzione nella quale la corrente passerà attraverso il diodo. I due diodi si differenziano solo nella polarità, in altre parole, nella direzione nella quale la corrente passa attraverso di essi.

Il simbolo del diodo è stampato sull'involucro metallico come indicazione supplementare nel caso si dimenticasse la regola dei colori rosso e blu.

Colore dei segnali stradali

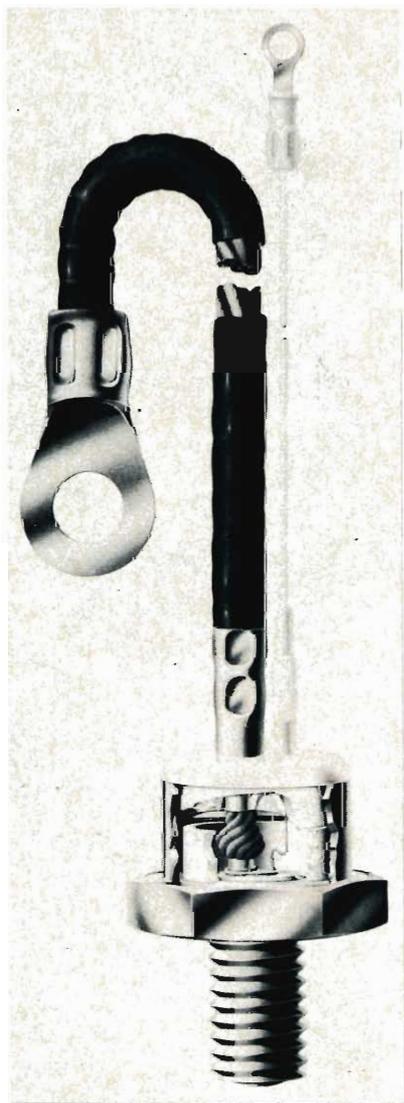
Da quando si introdussero i primi segnali stradali, molti anni fa, si è deciso di fare uso dei valori psicologici dei colori.

Nei segnali stradali il colore rosso, a causa del suo effetto stimolante, viene usato, in combinazione con i segnali rotondi, per indicare obblighi e il colore blu è usato, in combinazione con segnali rettangolari, per dare « informazioni ».

Tuttavia è per pura combinazione, che esiste una analogia fra i segnali di strade a senso unico e il diodo, non solo per la loro influenza rispettivamente sulla corrente elettrica e sul traffico, ma anche per i colori usati per i segnali e i terminali.

Diodo di potenza nel suo aspetto reale.

IL THYRISTOR

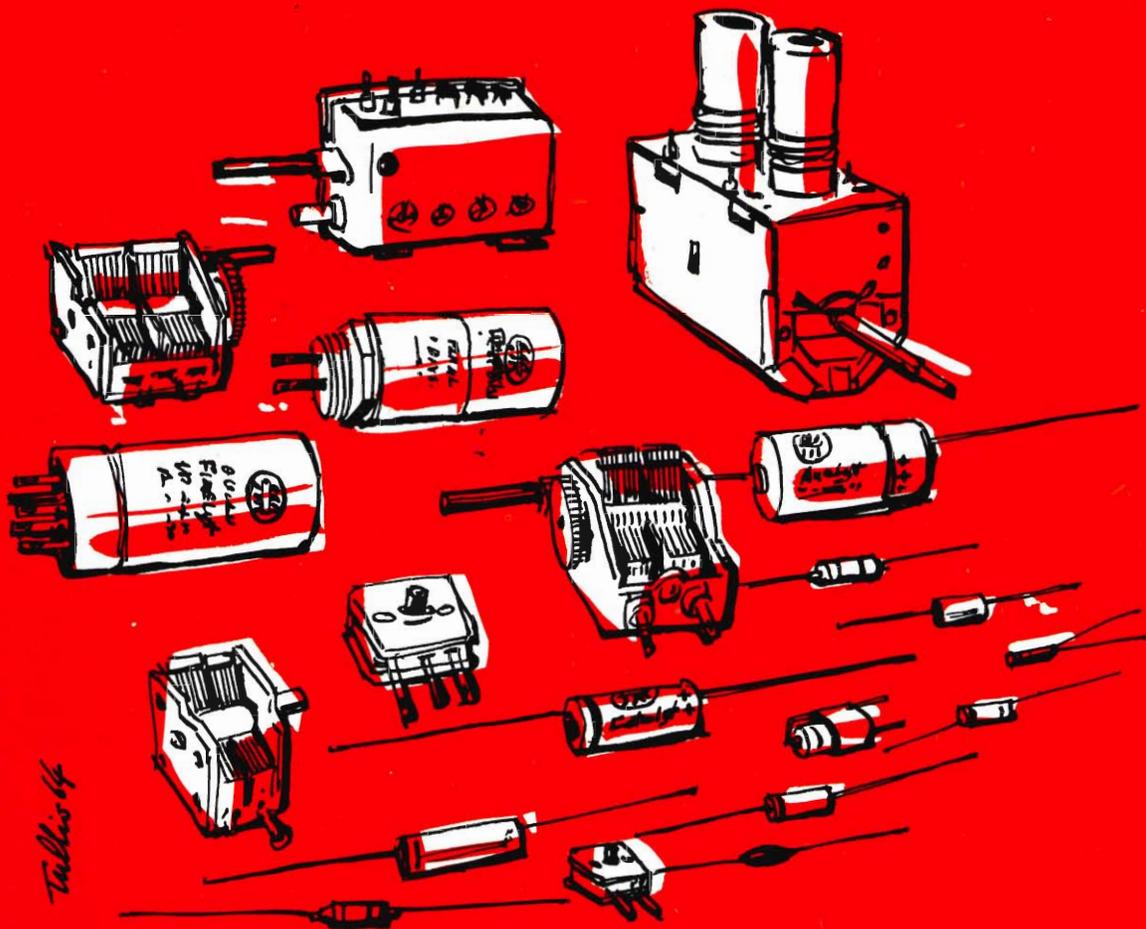
Il thyristor è un elemento a semiconduttore che, proprio come il diodo, lascia passare la corrente elettrica dal terminale dell'anodo a quello del catodo, ma non prima che un impulso di corrente sufficientemente grande venga applicato al suo elettrodo di controllo: il « gate » o « porta ». Esso perciò compie la funzione di un rettificatore controllato, di qui il nome « Silicon Controlled Rectifier » o SCR. Silicio è stato aggiunto in quanto il «cuore» del thyristor è formato di quel materiale.

Spaccato di un thyristor

Il suo secondo nome, più comunemente usato, è « Thyristor » (Questo nome deriva dal nome di due altri dispositivi: il THYratron, un tubo elettronico e il transiSTOR, un elemento a semiconduttore; entrambi hanno caratteristiche simili a quelle del Thyristor). Come il diodo, il thyristor non lascia passare la corrente elettrica, in ogni circostanza, dal terminale del catodo a quello dell'anodo. In più il thyristor permette il passaggio di corrente, in determinate condizioni, che possono essere determinate dall'utilizzatore. Così, l'azione rettificante di un thyristor è posta sotto un controllo esterno; questo controllo è dovuto al terminale « gate » o « porta ».

Se il polo positivo di una sorgente di potenza è collegato all'anodo del thyristor e il polo negativo è collegato al catodo, nessuna corrente elettrica passerà attraverso il thyristor fino a che un segnale di corrente viene applicato al terminale « porta ».

Non appena la corrente attraverso il thyristor viene ridotta al di sotto di un certo valore critico (noto come corrente di blocco), la conduzione cessa.

La conduzione non può essere interrotta riducendo o aumentando il segnale di controllo della « porta »; questo segnale è fornito da un circuito elettronico, solitamente chiamato circuito di comando (trigger).

Se una tensione corretta è applicata all'anodo e al catodo del thyristor, l'istante nel quale inizierà la conduzione può essere determinato facendo funzionare l'elettrodo di comando « porta ». In pratica immediatamente dopo l'azione di comando, la corrente passerà dall'anodo al catodo.

La « porta » in una strada a senso unico

I lati di « ingresso » e di « divieto d'ingresso » di una strada a senso unico sono indicati da relativi segnali stradali (fig. 2). Se si mette una barriera (porta) e un custode in una strada a senso unico, vediamo quale effetto essi avranno sul traffico. Il traffico attraverso questa strada sarà sempre unidirezionale, grazie ai segnali. Comunque, i veicoli possono passare solo se la barriera (porta) è aperta e si fermano se essa è chiusa. Nel secondo caso nessun veicolo può passare (fig. 6).

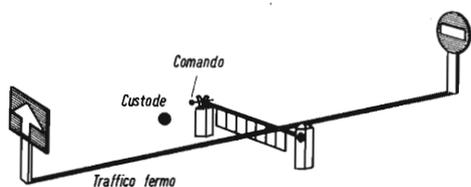



Fig. 6

Il traffico è allora completamente fermo. Una volta che il custode aziona la leva di comando (trigger), la barriera si apre e i veicoli possono passare. A causa del traffico intenso il custode non può attraversare la strada, (fig. 7) di conseguenza, non può chiudere la barriera e il traffico continua a fluire.

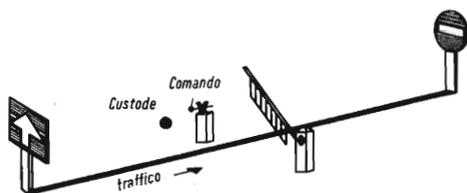



Fig. 7

Appena il traffico si ferma per un attimo o la sua densità diminuisce, il custode può passare (fig. 8) per chiudere la barriera e tenerla così chiusa (fig. 9). Solo così il flusso del traffico può essere ristabilito.

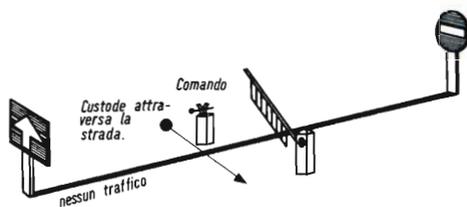



Fig. 8

Se la barriera è chiusa e il custode vuole aprirla, egli deve azionare il meccanismo di comando. In pratica immediatamente dopo che la barriera è stata aperta, il flusso dei veicoli comincia a muoversi nella direzione del segnale con la freccia verso il segnale con la barra.

COLORE DEL « GATE »

Sebbene non ci sia nessuna regola fissa che indichi il giallo per il colore della barriera (gate) posta lungo le strade, la barriera nelle figure da 6 a 9 è stata fatta gialla.

Si è fatto ciò per accentuare l'analogia dell'influenza della barriera sul traffico con quella della « porta » del thyristor su un circuito elettrico.

L'analogia della combinazione dei segnali freccia-blu, barra rossa e barriera gialla messa in funzione da un dispositivo di comando meccanico, è facilmente riscontrabile con il simbolo del thyristor riportato in fig. 10.

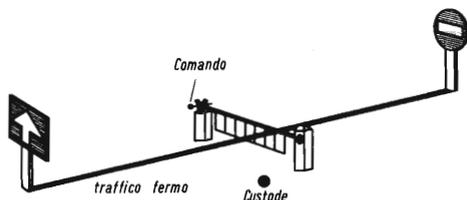



Fig. 9

Simbolo del thyristor

La fig. 10 mostra il simbolo del thyristor e la fig. 11 dà un circuito base dei componenti e dei collegamenti necessari per far funzionare un thyristor.

Fig. 10 - Simbolo del thyristor.

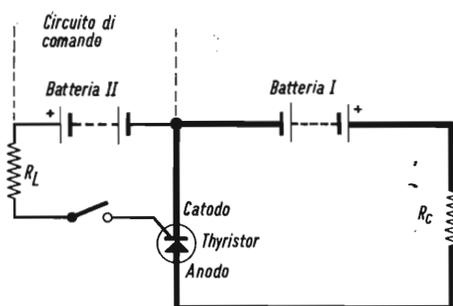



Fig. 11 - Circuito di principio per far funzionare un thyristor. R_L = resistenza di limitazione della corrente; R_C = resistenza di carico.

La batteria I è la sorgente di alimentazione per il resistore di carico e la batteria II eroga la corrente di controllo per pilotare il thyristor.

Se si deve far condurre il thyristor, tutto quello che si deve fare è di premere l'interruttore mostrato in fig. 11.

Il simbolo del thyristor è simile a quello del diodo (fig. 3) con l'aggiunta di una appendice per indicare l'elettrodo di controllo o «porta». Per distinguere facilmente la « porta » dall'anodo e dal catodo, si riveste questo elettrodo con dell'isolante giallo. Questo colore si differenzia chiaramente dal rosso e dal blu, anche quando l'isolante ha cominciato ad invecchiare e perciò si scolora.

La fig. 12 mostra un thyristor: il catodo è collegato al conduttore esterno con isolante rosso, l'anodo invece è collegato internamente all'involucro metallico.

Thyristor e corrente alternata

Come già spiegato, un thyristor è un elemento nel quale la corrente elettrica può passare in una direzione, dopo che un corretto segnale di controllo è stato applicato al terminale « porta ». La fig. 11 rappresenta la situazione nella quale, dopo che il circuito di controllo è stato messo in funzione, la corrente elettrica passerà dal polo positivo della batteria attraverso il carico, il thyristor e quindi al polo negativo della batteria. Il carico può essere un elemento riscaldante, un filamento di lampada incandescente, un avvolgimento di motore elettrico, una bobina di relé, nel quale l'energia elettrica è

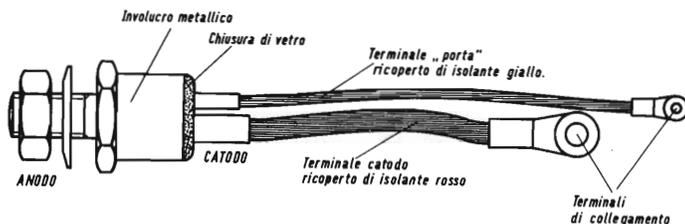



Fig. 12 - Struttura di un thyristor.

convertita in calore, luce, rotazione e potenza magnetica. Se si tolgono i terminali della I batteria alimentando direttamente la corrente che passa dal polo positivo a quello negativo, si può sostituirla con una sorgente che eroghi corrente alternata (vedere fig. 13). Come già detto, una corrente alternata passa « avanti e indietro » in un conduttore.

Quindi una sorgente di potenza c.a. alimenta una corrente elettrica che passa da un terminale, (q), attraverso il carico e il thyristor, all'altro terminale (p), come pure nella direzione inversa, ammesso che il thyristor abbia ricevuto l'impulso di comando al momento giusto. Comunque nel secondo caso entra in gioco la caratteristica del thyristor e la corrente è ostacolata dal passaggio dal terminale del catodo all'anodo sotto ogni circostanza.

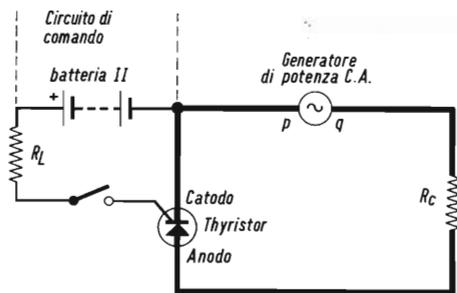



Fig. 13 - Circuiti di impiego di un thyristor con una sorgente di potenza C.A. R_L = resistenza di limitazione della corrente; R_c resistenza di carico.

Così nel circuito mostrato in fig. 13 solo quando la corrente elettrica inizia a fluire nel circuito dal terminale q, l'energia verrà convertita nel carico, altrimenti la corrente elettrica sarà bloccata dal thyristor. Questa situazione può essere migliorata inserendo un secondo thyristor. Questo viene collegato in un circuito parallelo inverso al primo. Per poter controllare il secondo thyristor, il circuito deve essere modificato (vedere fig. 14).

Se gli interruttori I e II vengono fatti funzionare in modo tale che quando la polarità della sorgente c.a. cambia, l'inter-

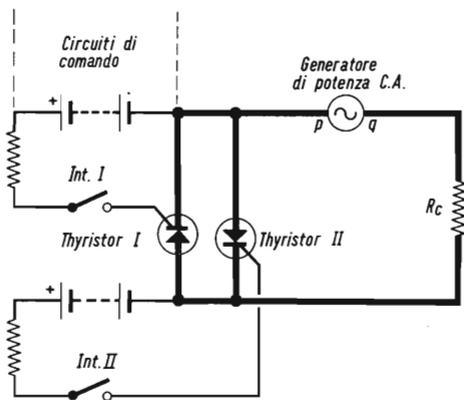



Fig. 14 - Circuito di impiego con due thyristor. R_c = resistenza di carico.

ruttore corrispondente è messo in modo da comandare il propiro thyristor, l'energia sarà convertita nel carico, mentre la corrente passerà in entrambe le direzioni.

Si può disegnare la fig. 14 leggermente modificata per indicare la somiglianza con la situazione stradale di fig. 16. Per ragioni di precisione, al circuito è stato aggiunto un interruttore d'alimentazione (fig. 15).

Per mezzo di questo interruttore e dei due circuiti di comando, l'istante in cui diventano conduttori può essere determinato e di conseguenza l'ammontare dell'energia convertita nel carico può essere accuratamente regolata.

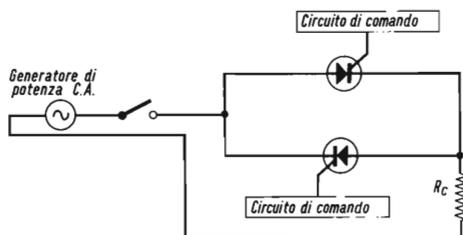



Fig. 15 - Circuito semplificato equipaggiato con due thyristor. R_c = resistenza di carico.

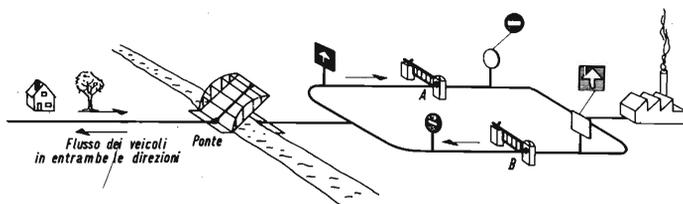



Fig. 16 - Esempio di funzionamento di un thyristor confrontato con i segnali stradali.

Strade parallele a senso unico inverso

Una strada a senso unico fra due punti richiede una strada a senso unico di ritorno se i veicoli e i loro passeggeri devono poter fare un viaggio. Le due strade a senso unico non devono necessariamente essere vicine l'una all'altra. Per esempio esse possono unire la campagna alla città anche se queste sono lontane l'una dall'altra. Se si desidera controllare il flusso dei veicoli attraverso le strade come mostra la fig. 16, si hanno due possibilità. Primo: il ponte sulla strada principale può essere chiuso o aperto. Questo è un controllo di « partenza-fermata ».

Il secondo metodo è di installare le barriere A e B sulle strade a senso unico e fare funzionare ognuna di esse come già descritto (fig. 6-9).

Fig. 17 - Diagramma di funzionamento del traffico comandato dalle due barriere in funzione del tempo.

Come varia in queste strade la densità del flusso dei veicoli

Dopo mezzanotte il ponte è chiuso per permettere il passaggio dei pedoni. Qualcuno in paese lascia la casa per andare in città. Qualche tempo più tardi molte persone vanno in città con un traffico intenso verso le 6. La densità del traffico nella strada principale aumenta. Per poter lasciar passare la densità maggiore alle 6, la barriera A deve essere aperta per esempio alle 4 (fig. 17). In quel momento la densità del traffico che passa attraverso la barriera A aumenta da zero al valore X: la densità massima è raggiunta alle 6. A mezzogiorno tutti sono al lavoro in fabbrica o in ufficio. Poi nel pomeriggio, alcuni cominciano a lasciare i loro uffici e andare in campagna. I primi trovano la barriera B chiusa. Anche gli altri lasciano il lavoro per la campagna così che la congestione del traffico sarà raggiunta verso le 6 pomeridiane. Per poter lasciar passare questa densità maggiore alle 6 pomeridiane, la barriera B dovrebbe essere sempre aperta dalle 4 pomeridiane. In quel momento la densità del traffico che passa dalla barriera B aumenterà da zero a X. Dopo quell'ora la densità del traffico diminuisce; a mezzanotte non ci sono veicoli che passano dalla barriera B e così essa viene chiusa.

Di conseguenza la situazione iniziale è stata stabilita e il ciclo può essere ripetuto. La frequenza (unità di cicli per unità di tempo) della fluttuazione della densità del traffico è di un ciclo per 24 ore.

Aprendo e chiudendo la barriera A e B è possibile controllare il numero dei vei-

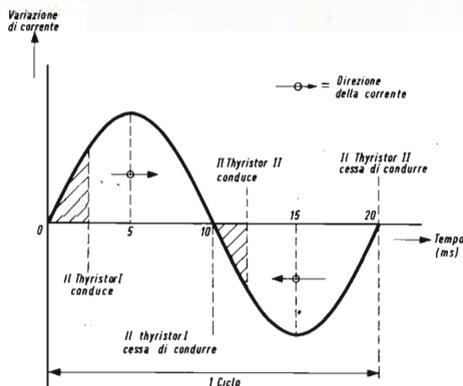



Fig. 18 - Diagramma di funzionamento di due thyristor. 1 ciclo corrisponde a 20 ms se la frequenza è 50 Hz.

coli che giungono da ogni destinazione. Siccome le strade hanno solo una capacità limitata, è chiaro che pochi veicoli raggiungeranno la loro destinazione se le barriere A e B sono « controllate », per esempio alle 7 antimeridiane e alle 7 pomeridiane, rispettivamente.

In pratica, l'aumentare dell'energia lavorativa disponibile nelle fabbriche e negli uffici può essere regolata esattamente per mezzo del ponte e delle due barriere.

Controllo della corrente alternata con thyristor

Quando la sorgente di potenza c.a. cambia polarità la corrente elettrica diminuirà da un dato valore a zero, poi cambierà la sua direzione di flusso e ammonterà da zero al valore massimo. Tracciando la curva di variazione di corrente nelle direzioni principali in funzione del tempo, si ottiene la forma d'onda di fig. 15. Essa è una sinusoide. La frequenza della corrente alternata dipende dalla scelta di una sorgente di potenza c.a. Quando questa è la sorgente di energia usata anche per la luce di casa e per far funzionare radio e televisore, la frequenza sarà di 50 Hz.

Questo valore è valido per la maggior parte dei paesi dell'Europa orientale, gli altri paesi possono avere frequenze differenti. La fluttuazione di corrente nel carico in funzione del tipo è mostrata in fig. 18.

La corrente alternata può essere controllata nel modo mostrato in fig. 17. Questo metodo è chiamato sistema di controllo di fase della corrente alternata.

△

(Da « Digested Concern Literature »)

TELEGRAFIA CON ELETTRICITÀ STATICA

INIZIO DELLA TELEGRAFIA

Parte III

Proseguendo la nostra trattazione sulla telegrafia, ci occuperemo questa volta dei telegrafi elettromagnetici e delle loro applicazioni, e poi daremo una sintesi dello sviluppo della telegrafia in Francia.

I telegrafi elettromagnetici

Durante i tempi passati, si è costantemente speculato su una relazione possibile fra l'elettricità e il magnetismo, ma fu Oersted che fece a Copenaghen nel 1820 l'osservazione essenziale: un ago magnetico devia nelle vicinanze di un filo percorso da una corrente. In poche settimane, le sue esperienze furono ripetute più volte e nello stesso anno Ampère propose di studiare un telegrafo basato sulla scoperta di Oersted. Per quanto riguarda il codice, la proposta di Ampère era simile a quella di C. M. nel 1753 e alle esperienze di Soemmerring: esso prevedeva per ciascuna lettera i movimenti di un ago separato, dunque con fili separati.

Molto presto, altri ripresero l'idea sotto diverse forme. Il barone Schilling, un membro dell'ambasciata di Russia a Monaco, che conosceva Soemmerring e aveva provato ad interessare il governo russo al telegrafo elettrochimico di Soemmerring, fu informato da questo della scoperta di Oersted e anche di un progresso importante dovuto a Schweigger. Quest'ultimo si era accorto che la deviazione dell'ago magnetico sotto l'effetto di una corrente passante da un filo vicino poteva essere più pronunciato se il filo veniva avvolto attorno all'ago. Schilling vide la possibilità di utilizzare il «moltiplicatore» di Schweigger come elemento di segnalazione nel telegrafo elettrico ed egli ne fece l'oggetto di numerose esperienze a partire dal 1822.

Un rapporto contemporaneo descrive uno dei suoi telegrafi comprendente cinque «moltiplicatori» separati (si chiamerà in seguito galvanometro). Dei piccoli dischi di carta dipinti di nero da un lato e di bianco dall'altro venivano fissati alle sospensioni degli aghi. Il sistema utilizzava sei fili conduttori, ciascuna lettera o cifra era segnalata da una combinazione particolare di dischi neri e bianchi visibili simultaneamente dall'operatore in ricezione. Con questo sistema, Schilling fu il

primo ad applicare l'importante principio del codice binario: ciascun indicatore poteva prendere una delle due posizioni (rese visibili dalle facce nere e bianche del disco); con cinque indicatori funzionanti simultaneamente, Schilling poteva anche ottenere $2^5 = 32$ combinazioni diverse e quella con cinque fili solamente, più un filo di ritorno a terra, al posto di 32.

Schilling non ebbe successo con questi tentativi di interessamento all'utilizzazione del suo telegrafo e questo non si ebbe che nel 1837 quando ricevette l'ordine per l'installazione di un telegrafo fra Saint-Petersbourg e Cronstadt. Questo progetto non fu più realizzato, perché Schilling morì nello stesso anno, ma la sua invenzione del sistema più complesso di codice, di cui abbiamo parlato, ridusse considerevolmente il numero dei fili e fu di grande importanza per le realizzazioni ulteriori dei telegrafi. Infatti si ritrova questa idea su una forma quasi identica dei telegrafi ad ago di Cooke e di Wheatstone di cui parleremo più avanti e che sono stati ispirati direttamente dall'apparecchio di Schilling.

Nella nostra descrizione siamo arrivati ad un punto della storia della telegrafia in cui essa non può essere tracciata da una semplice successione di idee, in quanto differenti metodi di sviluppo tendono a manifestarsi simultaneamente in diversi Paesi. Noi esamineremo brevemente gli sviluppi in Francia, in Inghilterra e in America.

Lo sviluppo in Francia

Nel campo della telegrafia, importanti lavori furono fatti in Francia da Gauss, il celebre matematico e fisico, e dal suo collega Weber. Nel 1832/33, Gauss lavorava

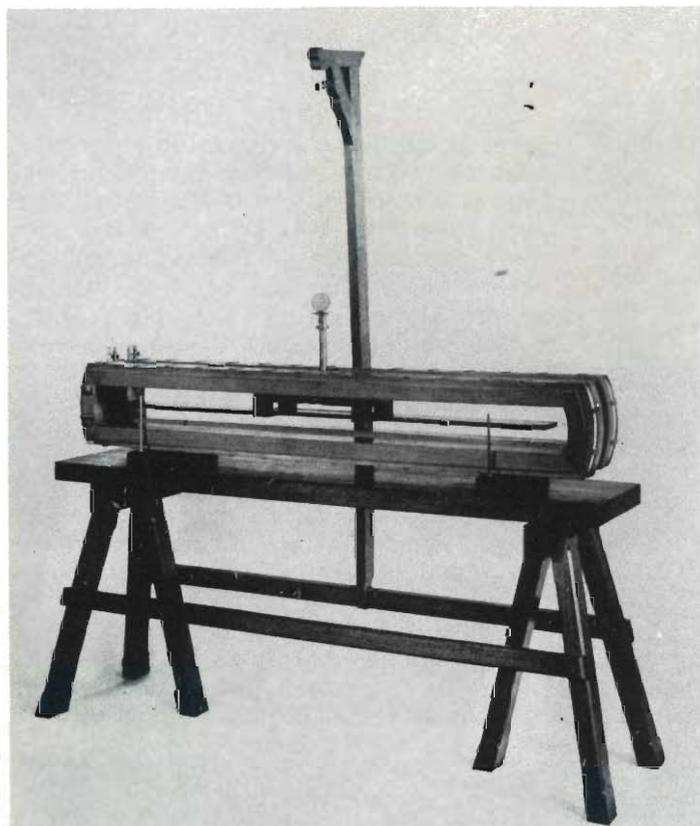



Fig. 7 - Apparato ricevitore del telegrafo di Gauss e Weber (copia della seconda versione, 1834). Si tratta infatti di un galvanometro a indice, nel quale l'« indice » è costituito da un magnete diritto di 25 libbre sospeso a un telaio verticale da un filo di tensione.

su uno studio del campo magnetico terrestre all'Università di Gottingen. Egli era già al corrente dell'idea di un telegrafo elettrico, perché era legato da rapporti di amicizia da più di 20 anni con Soemmerring, ed era stato uno di quelli che avevano assistito nel 1810 a Monaco alle dimostrazioni del telegrafo di Soemmerring. Nel 1833, Gauss e Weber trasformarono uno dei loro apparecchi in un galvanometro ad ago (in cui l'« ago » era un magnete diritto pesante circa una libbra), allo scopo di verificare la validità del lavoro di Ohm sui circuiti. Esso montava una linea doppia in rame fra l'osservatorio astronomico in cui si facevano i lavori sul magnetismo terrestre e il laboratorio dell'Università, su una distanza di circa 2,5 km. Si vide che i fili potevano avere delle altre utilizzazioni oltre alla verifica del lavoro di Ohm. All'inizio se ne servirono per sincronizzare gli orologi con due battimenti, ma a Pasqua del 1833 questi fili facevano parte di un sistema di trasmissione di parole e di frasi.

Una notevole caratteristica del sistema di Gauss e Weber era l'utilizzazione di un codice sequenziale di unità binarie. Nei sistemi di C. M., di Soemmerring e di Ampère, ciascuna lettera era segnalata da una variazione di uno dei 25 o 35 indicatori in ricezione, necessitando ciascun indicatore di una via separata.

Introducendo il codice binario, Schilling aveva ridotto il numero necessario di indicatori a cinque, ma nel sistema di Gauss e Weber non aveva che un solo indicatore capace di prendere due posizioni (vale a dire, deviazione a sinistra o a destra di un solo indice), fino a che un gruppo di movimenti eseguiti successivamente rappresentarono una lettera o una cifra. Questo sistema non necessitava che di una sola via di trasmissione. Apparentemente, Gauss e Weber avevano adottato questa idea perché si era arrivati al problema della telegrafia all'inverso rispetto agli inventori precedenti: essi avevano installato una sola via per le loro misure, l'idea ulteriore dell'utilizzatore per la telegrafia li obbligò a immaginare un codice che non necessitava che di una sola via. È vero che l'economia dei fili era in parte ottenuta a scapito della velocità di trasmissione, poiché ciascuna lettera necessitava di più deviazioni dell'indice; d'altra parte i pesi elevati dell'indice (altra conseguenza del fatto che il loro apparecchio era stato realizzato all'origine per degli altri scopi) contribuivano a rallentare le operazioni. Questa situazione si aggravò ancora di più quando nel 1834 Gauss e Weber modificarono il loro apparecchio e montarono un «indice» di 25 libbre, in cui le basse deviazioni dovevano essere osservate con un telescopio. Non è sorprendente che la velocità di trasmissione abbia raramente superato sette lettere al minuto.

Fig. 8 - Apparato trasmittente (copia della versione del 1836). Esso è un induttore costituito da una grande bobina di filo che poteva spostarsi grazie a una leva lungo due magneti diritti verticali. L'operatore doveva tenere i due bottoni e spostare la sua estremità della leva verso il basso o verso l'alto.

Nel 1836, Gauss e Weber aggiunsero una seconda caratteristica interessante al

loro telegrafo, applicando il fenomeno dell'induzione (scoperto da Faraday nel 1831) per rimpiazzare la batteria chimica che essi avevano utilizzato nelle loro esperienze precedenti. Il loro indicatore era costituito da una bobina di filo che poteva spostarsi lungo i due grandi magneti diritti. Lo spostamento della bobina in un senso o nell'altro dava luogo a una corrente che deviava l'indice verso sinistra o verso destra (fig. 7).

Gli anni 1830-1850 furono notevoli per l'estensione considerevole delle stazioni nella maggior parte dei Paesi dell'Europa occidentale. La prima linea importante fu aperta al servizio nel 1830 fra Manchester e Liverpool e l'utilizzazione di un telegrafo elettrico per tenere le stazioni al corrente dei movimenti dei treni sembrava essere una applicazione utile.

Fra i primi a considerare questa idea si contano i direttori della linea Leipzig-Dresda, che espressero nel 1836 il loro interesse per gli apparecchi di Gauss e di Weber. Tuttavia, la lentezza di funzionamento di questi apparecchi era uno svantaggio serio, e lo stesso Gauss, comprendendo queste deficienze, invitò Steinheil (un altro membro dell'Accademia delle Scienze di Monaco) a sviluppare una forma di telegrafo più semplice e più pratica. Steinheil trasformò il ricevitore ingombrante di Gauss e Weber in un apparecchio ben proporzionato, nel quale i segnali erano ricevuti acusticamente per mezzo di due campanelli di diversa tonalità, colpiti dalla deviazione a sinistra o a destra dell'indice munito di un piccolo battente (in precedenza si era già pensato di utilizzare campanelli di diverse tonalità, vale a dire diversi per ognuna delle 25 lettere... questo però richiedeva una precisione musicale per l'operatore non indifferente).

In un'altra esecuzione, Steinheil adattò il suo apparecchio in modo da registrare i segnali su un nastro di carta in movimento con dei punti. Nei due casi, il codice era simile a quello di Gauss e Weber.

I ricevitori di Steinheil stabilirono una transizione netta fra i semplici giocattoli e gli apparecchi pratici. È così anche per i suoi trasmettitori, i quali, benché simili a quelli di Gauss e Weber, mettevano in causa dei principi di realizzazione meccanica che dovevano restare in voga per diversi anni: gli impulsi di corrente in un senso o nell'altro erano prodotti facendo girare una manovella. Il primo sistema telegrafico installato da Steinheil a Monaco comprendeva quattro stazioni spaziate fino a 8 km, potendo essere collegate in tutte le combinazioni richieste con l'aiuto di un sistema semplice di commutazione. Gli apparecchi funzionavano molto bene, con una velocità di circa sei parole al minuto.

Nel 1838, un telegrafo Steinheil fu installato lungo la ferrovia Nuremburg-Furth (circa 8 km). Gauss aveva suggerito che nelle applicazioni delle ferrovie poteva essere possibile sopprimere i due fili servendosi delle rotaie come conduttori. Steinheil trovò in fretta che l'isolamento fra le due rotaie non era sufficiente, ma decise che una delle due poteva essere o meno sostituita da un solo filo. Egli scoperse in seguito che la sua installazione continuava a funzionare anche se le rotaie erano interrotte, e concluse (come altri avevano già stabilito) che la terra faceva la funzione di un conduttore. È così che si introdusse l'impiego del « ritorno di terra » che doveva ridurre il prezzo delle sue linee telegrafiche e anche di quelle che gli succedettero. L'installazione del suo telegrafo fu così considerata per la linea ferroviaria Monaco-Asburgo, ma malgrado le economie previste i responsabili considerarono che il progetto non era più valido. La proposta fu accantonata e i progressi del telegrafo in Francia furono ritardati per diversi anni.

La situazione non venne modificata che quando i rapporti dell'Inghilterra e d'America mostrarono che i vantaggi dei collegamenti elettrici dovevano essere valutati più rapidamente.

F. T.

(Da « Revue Technique Philips » 26 - 5/6)

EFFETTI FOTO E TERMOELETTRICI

Riportiamo i principi generali su cui si basano gli effetti foto e termoelettrici dei materiali semiconduttori, con particolare riferimento alle cellule solari che hanno avuto in questi ultimi tempi un notevole sviluppo.

I semiconduttori si trovano in numerose e importanti applicazioni di progetti di conversione di energia termica in energia elettrica. Una utilizzazione molto attuale è costituita dalle « cellule solari », note a tutti per la loro utilizzazione nei satelliti artificiali.

L'effetto fotovoltaico, vale a dire la generazione di una forza elettromotrice per illuminazione, è stato scoperto e descritto da Adams e Day nel 1876 per il selenio. In seguito questo stesso effetto è stato messo in evidenza con ossido di rame da Coblenz e Dember (1919-1931), Joffe e i suoi collaboratori hanno poi lavorato su questa questione ed elaborato le prime teorie. Altri fisici si sono anche impegnati sulla questione realizzando delle coppie partendo da sali d'argento e hanno fatto finalmente un grande passo avanti con l'utilizzazione di giunzioni n-p.

Le applicazioni industriali di questo fenomeno generale sono numerose: rivelatori, fotometri, pile solari, luxmetri, ecc. Attualmente la conversione diretta dell'energia termica, a causa della sua importanza fondamentale, figura al primo posto nei programmi di ricerca riguardanti l'utilizzazione pacifica dell'energia nucleare.

La luce incidente sul cristallo in parte assorbita da lui provoca delle interazioni fra i fotoni incidenti e gli atomi e gli elettroni della rete cristallina.

La formazione di portatori liberi durante l'irradiazione è funzione dell'effetto fotoelettrico interno. La luce può così essere assorbita dalle impurità del semiconduttore e provocare così degli effetti secondari con formazione di paia di elettroni-cavità, che producono simultaneamente una carica positiva e un'altra negativa.

Queste due cariche si possono propagare insieme e si fissano su dei centri diversi ed essere così all'origine dei fenomeni di fotoconduzione.

Dopo l'esposizione il semiconduttore si trova in uno stato di eccitazione che può persistere un certo tempo, dopo il quale ritorna progressivamente al suo stato iniziale.

La generazione di una forza elettromotrice resta tuttavia il problema fondamen-

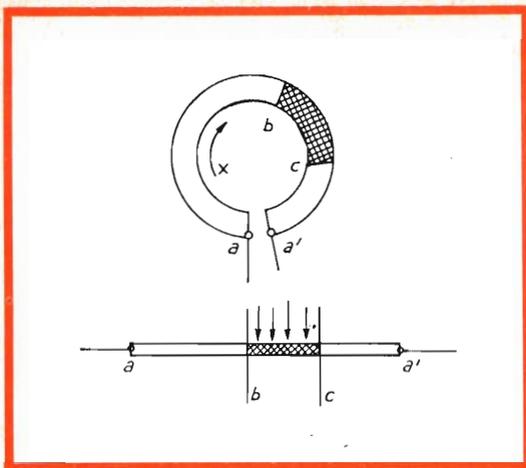



Fig. 1 - Esempio di semiconduttore tagliato.

tale. Consideriamo un semiconduttore tagliato secondo a-a' (fig. 1) e la cui regione c-b venga illuminata: una forza elettromotrice può apparire fra i punti a e a' sotto certe condizioni di disquilibrio fra le due regioni (illuminata e non illuminata). Questo fenomeno è molto difficile da spiegare allo stato attuale delle nostre conoscenze, ma darà luogo a una certa asimmetria nel circuito.

In tutti i modi, si tratta di un effetto foto-elettrochimico e, nel caso di forti illuminazioni, si può assimilare questo genere di cellule a delle batterie galvaniche. Una fotocellula può essere così realizzata partendo da una giunzione p-n illuminata, sia lateralmente (fig. 2) sia frontalmente (fig. 3).

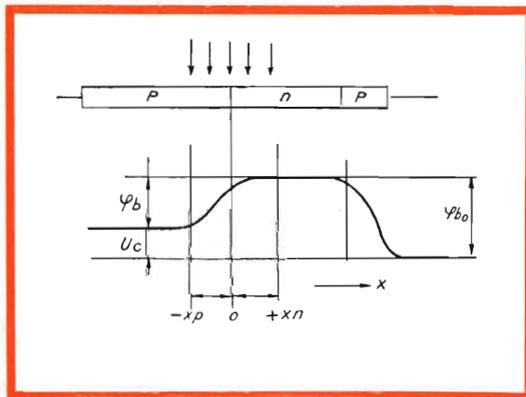



Fig. 2 - Fotocellula illuminata lateralmente.

Tre specie di effetti fotoelettrici sono da considerare:

a) L'effetto Seebeck (1821): generazione di una tensione termoelettrica in un circuito a due conduttori aventi una giunzione comune e portata a delle temperature differenti.

b) L'effetto Peltier (1834): generazione o assorbimento di calore nella giunzione di due metalli diversi durante il passaggio di una corrente elettrica. L'effetto Peltier inverso corrisponde alla generazione di una forza elettromotrice per elevazione della temperatura della giunzione.

c) L'effetto Thomson (1854): generazione o assorbimento di calore nell'interno di un conduttore con un gradiente di temperatura durante il passaggio di una corrente.

I due ricercatori (Seebeck e Peltier) diedero delle interpretazioni falsate dei fenomeni da loro osservati.

Al contrario, Thomson condusse la teoria degli effetti termo-elettrici in concordanza con la legge della termodinamica. I tre effetti rientrano nel quadro delle relazioni definite da Thomson. Queste teorie sono state tuttavia molto criticate in seguito da Boltzmann, ma le esperienze attuali tendono a confermarle.

Le termocoppie metalliche basate sull'effetto Peltier, molto usate attualmente, hanno un rendimento molto basso (circa 1%). Attualmente si costruiscono delle termocoppie a semiconduttori aventi un rendimento più elevato: 8% circa; infine gli elementi eccitabili del tipo silistor e polystor costituiscono un relativo progresso in questo campo.

D'altra parte, delle ricerche sono attivamente fatte attualmente per spiegare l'interazione dell'irradiamento sugli isolanti e i dielettrici, e in particolare sui fenomeni di fotoconduttività che ne derivano.

Per poter stabilire una teoria coerente riguardante l'insieme dei fenomeni foto e termoelettrici, e soprattutto per provare a capire il meccanismo dell'apparizione delle forze elettriche nei semiconduttori e

nei dielettrici, si deve considerare un certo numero di parametri: massa effettiva dei portatori, loro concentrazione, loro mobilità e loro durata di vita media.

È dunque ancora ai principi della meccanica ondulatoria che si deve ricorrere in questo caso per poter trovare una spiegazione valida per questo genere di fenomeni.

La cessione d'energia da un fotone a un elettrone non è utilizzabile che quando è suscettibile di modificare il numero di portatori liberi, ciò che si può ottenere con uno dei tre processi seguenti:

a) passaggio di un elettrone dall'alto della banda di valenza al basso della banda di conduzione: produzione di una coppia elettroni-cavità;

b) passaggio di un elettrone da un livello donatore nella banda di conduzione: nascita di un elettrone di conduttività;

c) passaggio di un elettrone dall'alto della banda di valenza su un livello accettore: nascita di una cavità.

Se diversi di questi meccanismi sono simultaneamente possibili, l'effetto totale è la sovrapposizione degli effetti particolari.

Effetto fotoelettrico

Sui semiconduttori l'effetto di illuminazione può essere doppio:
— apparizione di una foto-conduttività;

— apparizione di una forza foto-elettromotrice.

La foto-conduttività è un fenomeno primario, la formazione di una forza elettromotrice è un fenomeno secondario.

L'aumento della conducibilità è dovuto all'arricchimento di elettroni e al loro trasporto nella zona di conducibilità sotto l'azione dei quanti apportati dalla radiazione illuminante.

Joffe ha proposto una classificazione in quattro gruppi di corpi semiconduttori dal punto di vista della foto-conduttività:

a) trasporto di elettroni appartenenti alla rete cristallina nella zona di conduttività;

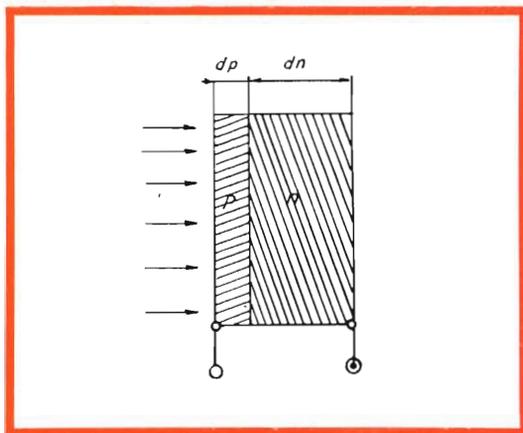



Fig. 3 - Fotocellula illuminata frontalmente.

b) trasporto di elettroni di impurità in questa stessa zona;

c) trasporto in due posti di elettroni nel caso di cristalli ionici;

d) introduzione di particelle colloidali.

Questo stesso ricercatore ha emesso l'ipotesi dell'esistenza di un livello di attacco di elettroni intermedi fra la zona normale e quella di conduttività (fig. 4).

Nijboer ammette l'esistenza di un livello di attacco simile per le cavità.

Ma il meccanismo fisico di questi fenomeni è molto complesso, e non può essere spiegato con l'aiuto di semplici ipotesi di lavoro, a causa della partecipazione preponderante dello strato limite del semiconduttore.

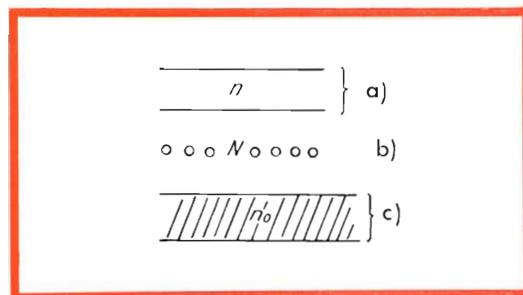



Fig. 4 - Esempio dell'esistenza del livello di attacco degli elettroni intermedi b), fra zona normale c) e quella di conduttività a).

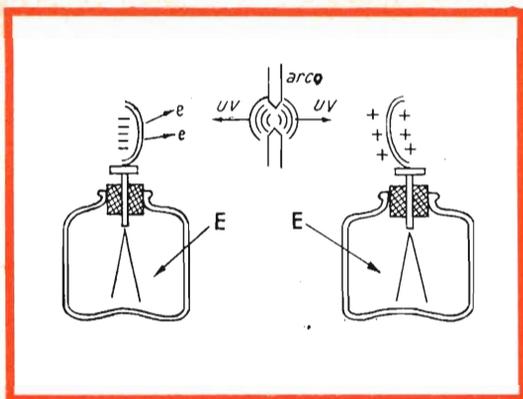



Fig. 5 - Esperienza di Hallwachs. E = elettrodi.

Il foto-effetto sembra legato all'esistenza di uno strato di barriera o d'arresto sulla superficie del semiconduttore che gioca un ruolo essenziale anche negli altri processi: raddrizzamento, variazione della conducibilità in funzione della temperatura, ecc., ma l'entità fisica di un tale strato è ancora molto controversa. Certi autori si immaginano questo strato isolante o quasi isolante solido, altri lo considerano di preferenza gassoso; pur tuttavia, l'esistenza di una sottile pellicola isolante sulla superficie di contatto può giocare un ruolo estremamente importante.

Certi teorici (Fowler, Nordhelm, ecc.) ammettevano l'esistenza di un genere di emissione elettronica fredda.

Noi sappiamo che la luce è una forma di energia capace di portare degli elettroni a un corpo e in particolare alla superficie di questi corpi.

L'esperienza di Hallwachs è all'origine dello studio dei fenomeni fotoelettrici (fig. 5). Mettiamo dello zinco perfettamente adatto sulla placca di un elettroscopio, poi carichiamola negativamente: illuminiamo con luce ultravioletta, lo zinco si scarica istantaneamente. Carichiamola positivamente: la luce ultravioletta non la scaricherà più.

Lo zinco emette dunque degli elettroni quando riceve dell'energia luminosa; altri metalli sono sensibili anche alle radiazioni visibili.

Nell'esperienza di destra degli elettroni escono così dal metallo, ma ritornano subito attirati dalla carica positiva, mentre nell'esperienza di sinistra gli elettroni lasciano lo zinco definitivamente.

Per ogni corpo esiste un limite di frequenza fotoelettrica che corrisponde a una frequenza minima di irradiazione; essa provoca l'emissione fotoelettrica di questi corpi.

La velocità massima dei fotoelettroni è regolata dalla legge di Einstein:

$$h\nu = W_s + 1/2\, mV^2$$

dove $h\nu$ è l'energia del fotone incidente, W_s = il lavoro di uscita e $1/2\, mV^2$ è l'energia cinetica del fotoelettrone.

La lunghezza d'onda del limite fotoelettrico è inversamente proporzionale al potenziale di uscita del metallo e per questo fatto il prodotto $\lambda_S \cdot V_S$ è costante (uguale a 1.240 per λ_S espresso in millimicron o a 12.400 per λ_S espresso in Angstrom).

Si fa dunque in modo che il metallo abbia un potenziale di estrazione inferiore a 3,1 V perché esso sia sensibile alla luce visibile:

$$V_S = \frac{1.240}{400} = 3{,}1 \text{ V}$$

(per 400 mμ, limite dello spettro visibile).

Solo i metalli alcalini e alcalino-terrosi hanno un potenziale di estrazione di questo ordine.

L'emissione fotoelettrica dipende dallo stato della superficie del metallo e delle impurità.

I fotocatodi contengono in generale un metallo alcalino e il loro rendimento è aumentato dalla formazione di un idruro alcalino.

Per certi impieghi si utilizzano dei tubi fotomoltiplicatori composti da un certo numero di dinodi e basati sul principio dell'emissione secondaria.

Da quanto abbiamo esposto, si deduce tutta l'importanza che presenta lo studio dello strato limite o di separazione.

(Da « L'Electricité-Electronique moderne » 6503)

CIRCUITI R E RC A FILM SOTTILE

Gruppi di resistenze secondo specifiche esigenze dei clienti, purchè per quantitativi consistenti, possono essere realizzati da Philips con la tecnica del film sottile su opportuno supporto.

Tali resistenze vengono prodotte mediante deposito sotto vuoto di nichel-cromo e successiva incisione per attacco chimico. Le singole resistenze sono opportunamente collegate da uno speciale conduttore pure ottenuto mediante deposito sotto vuoto.

Tali circuiti possono essere costruiti su specifiche dei Clienti.
Essi offrono i seguenti vantaggi:
— dimensioni ridotte;
— maggiore sicurezza di funzionamento;
— alta stabilità a basso coefficiente di temperatura;
— facilità di montaggio;
— libertà di scelta dei valori;
— prezzo competitivo.

I circuiti R/C possono essere fabbricati saldando condensatori ceramici « chip » sul supporto. Una vasta scelta di valori fino a 1000 pF è disponibile subito.

CARATTERISTICHE STANDARD

1) Resistenze

Gamma:	100 Ω ÷ 100 kΩ
Tolleranze:	± 5%; ± 10%
variaz. totale su un singolo substrato	max. 5%; 10%
Coefficiente di temperatura:	100±50 ppm/°C
variaz. totale su un singolo substrato	max. 20 ppm/°C
Dissipazione:	
(per unità di superficie del substrato standard)	max. 0,5 W/cm²
Stabilità sotto carico:	
(prime 10.000 ore)	
a 0,5 W/cm² dissipazione	nominalmente 0,5%
a 0,1 W/cm² dissipazione	nominalmente 0,1%

A prezzo maggiorato su richiesta

Gamma:	10 Ω ÷ 99 Ω; > 100 kΩ
Tolleranze:	2%; 1%; 0,5%; 0,2%

2) Condensatori

Valori:	da 10 pF a 1000 pF (gradini di circa 10%)
Tolleranze: (a 20°C)	±6%

Coefficiente di temperatura:

variazione massima nella capacità ad altre temperature	+10% —20%

Fattore di perdita:

(< 40 pF a 1 MHz)	max. 0,0015
(40 pF sino a 1000 pF a 1 kHz)	max. 0,025

Tensione di funzionamento:	max. 15 V c.c.

Temperatura di funzionamento:

(< 40 pF)	—25 ÷ + 100 °C
(da 40 pF a 1000 pF)	—25 ÷ + 125 °C

Reti a film sottile di resistenze e resistenze-condensatori

I vantaggi propri ai circuiti passivi a film sottile fanno sì che il loro impiego diventa sempre più interessante per gli utilizzatori nei più svariati campi di applicazione. I circuiti a film sottile in molti casi possono sostituire complessi di resistenze e di condensatori ed offrono minori dimensioni d'ingombro, una maggior sicurezza di funzionamento e migliori prestazioni.

I circuiti Philips a resistenze a film sottile vengono fabbricati mediante un processo di deposito sotto vuoto di materiale resistivo (nichel-cromo) su un supporto di vetro. Lo spessore dello strato depositato su tale supporto determina le resistività superficiale che normalmente è di 300 Ω per quadrato. La sagoma della resistenza viene eseguita mediante incisione fotografica per attacco chimico.

Le singole resistenze sono collegate fra loro da un materiale conduttore che viene pure depositato sotto vuoto sullo strato di nichel-cromo.

La tecnologia a film sottile si trova ancora in una fase di rapido sviluppo e si presume che le proprietà dei circuiti potranno ulteriormente migliorare.

I dati che seguono offrono una visione di ciò che attualmente è disponibile.

SUPPORTI

Materiale

Come supporto viene impiegato un vetro duro di alta qualità.

Dimensioni

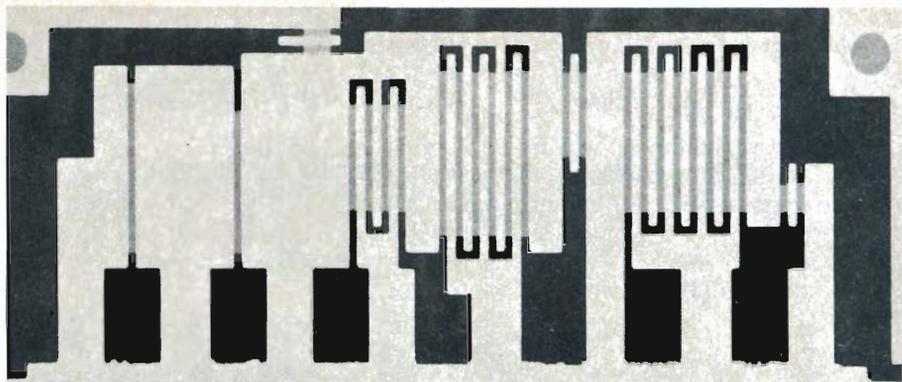
I supporti vengono tagliati, col sistema più economico, da lastre di vetro aventi dimensioni di 13 x 4 cm.

Le dimensioni minime sono approssimativamente di 4 x 4 mm.

RESISTENZE

Valori

Quantunque di massima si potrebbe ottenere qualsiasi valore variando la lunghezza in rapporto alla larghezza delle tracce delle resistenze depositate, vi sono delle limitazioni pratiche. Allo scopo di mantenere in limiti accettabili l'influenza di imprecisioni nella costruzione delle maschere e nell'incisione per attacco chimico, si sceglie normalmente una larghezza della traccia che superi il valore di 0,1 mm.

Una larghezza standard è di 0,3 mm. Il valore massimo di resistenza è dettato dalla superficie del supporto disponibile. Valori di resistenza al di sopra dei 100 kΩ sono meno economici.

Gruppo di resistenze a film sottile laccate.

Il valore minimo di una resistenza è limitato dalla resistenza dello strato di interconnessione. Quantunque si possano raggiungere valori dell'ordine di 10 Ω, valori al di sotto di 100 Ω tendono a provocare una diminuzione delle prestazioni (coefficiente di temperatura e tolleranza). Entro le limitazioni suddette si può adottare qualsiasi valore. Non è necessario specificare i valori di una gamma standard.

Il rapporto tra il massimo ed il minimo valore di resistenza sullo stesso supporto di preferenza non dovrebbe essere superiore a 1000 : 1.

Tolleranze

Queste sono determinate dalla tolleranza dello spessore dello strato di nichelcromo e dalla precisione delle maschere e del processo d'incisione per attacco chimico. Valori di resistenza elevati o bassi richiedono una grande superficie di supporto poichè, per ragioni pratiche, la larghezza come pure la lunghezza di una resistenza devono avere una certa dimensione minima. Pertanto variazioni della resistività superficiale sono relativamente importanti ed influiscono sfavorevolmente sulle tolleranze. Le tolleranze di bassi valori di resistenza sono anche influenzate dalle variazioni della resistività dei conduttori.

Ovviamente la resa di produzione e di conseguenza il costo possono in parte essere determinati dalle tolleranze desiderate. Fino ad un valore del 10% questa influenza è in molti casi trascurabile.

La maggior parte dei circuiti può essere costruita con un rendimento di produzione accettabile a tolleranze che arrivano al 5% (dipendono ciò dai valori della resistenza e dal numero delle resistenze su un singolo supporto), se i valori di resistenza sono tra 1 kΩ e 40 kΩ. Valori superiori od inferiori tendono ad avere tolleranze leggermente più grandi.

Se si richiedono tolleranze più strette, è necessario regolare le singole resistenze. Si può fare ciò asportando una minima parte del materiale di resistenza mediante raschiamento, erosione a scintilla od altro opportuno procedimento. Ovviamente si fa osservare che i valori di resistenza possono venire soltanto aumentati e che il procedimento è irreversibile. Occorre tener conto di ciò quando si procede all'esecuzione della maschera. Le resistenze possono essere regolate a tolleranze del ± 1% ed in casi speciali perfino del ± 0,2%.

La regolazione delle resistenze aumenta il costo di un circuito. Ciò può essere in parte compensato da un aumento della

produzione per tipo. Tuttavia si sta sviluppando la meccanizzazione del processo di regolazione che diminuirà notevolmente il costo di tale operazione.

La tolleranza sul rapporto tra resistenze non regolate su un singolo supporto generalmente è minore della metà delle loro tolleranze assolute. Ciò è di grande importanza per quelle applicazioni nelle quali tale rapporto deve mantenersi entro certi limiti.

Coefficiente di temperatura

Il coefficiente di temperatura delle resistenze è normalmente di 100±50 ppm/°C. La differenza tra resistenze di un singolo supporto è normalmente minore di 20 ppm/°C, dipendendo ciò dalle dimensioni del supporto e dal disegno circuitale. Valori di resistenza molto bassi hanno un coefficiente di temperatura più alto dovuto all'effetto del materiale conduttore.

Dissipazione

Di norma la massima dissipazione è di 0,5 W/cm^2 della superficie del supporto.
A causa dell'effetto dei terminali, per piccoli supporti è ammissibile talvolta un valore più alto.

Stabilità

La stabilità durante la vita è determinata in massima parte dalla temperatura massima di lavoro. La diminuzione della dissipazione specifica (supporti più grandi) offre una temperatura di funzionamento minore e pertanto una migliore stabilità. Con una dissipazione di 0,5 W/cm^2 la deriva durante le prime 10.000 ore è nominalmente dello 0,5%.

Rumore

Il rumore delle resistenze è generalmente minore di 0,1 μV/V.

CONDENSATORI

Quantunque siano state fatte approfondite ricerche per determinare le possibilità d'impiego di condensatori depositati, la loro produzione non è ancora stata presa in considerazione per motivi di costo e di affidabilità. Tuttavia si possono realizzare circuiti a resistenze-condensatori saldando sul supporto condensatori ceramici « chip ».

Valori

Sono disponibili molti valori di capacità nella gamma da 10 pF a 1.000 pF.
Si possono depositare valori più piccoli utilizzando la capacità di dispersione tra file adiacenti di conduttori.

Tolleranze

+ 6% a 20 °C

Coefficiente di temperatura

Il coefficiente di temperatura non è costante nella gamma di temperatura.

La variazione di capacità rimane tra + 10% e — 20%.

Fattore di perdita

Valori inferiori a 40 pF hanno una tgδ ≤ 15 x 10^{-4} (a 1 MHz). Valori più alti hanno una tgδ ≤ 250 x 10^{-4} (a 1 kHz).

Tensione di funzionamento

Max. 15 V c.c.

Temperatura di funzionamento

Per valori inferiori a 40 pF:
— 25 ÷ + 100 °C.
Per valori superiori a 40 pF:
— 25 ÷ + 125 °C.

INCAPSULAMENTO

La scelta del materiale d'incapsulamento è determinato in massima parte dalla temperatura ambiente richiesta, dalla stabilità e dalla dissipazione. Per ogni circuito si dovrà scegliere il materiale più adatto.

CIRCUITO LIMITATORE DI CORRENTE

Il limitatore di corrente qui descritto è destinato alla protezione dei montaggi a transistor. In effetti, dopo averlo intercalato in serie — come un fusibile — nel montaggio considerato, è sufficiente regolare la sua soglia di intervento (fra 0,2 e 10 A), perché esso blocchi il passaggio di corrente, in circa 100 μs, se il valore di corrente fissato è raggiunto o superato.

Lo schema del limitatore di corrente è molto semplice ed è riportato in fig. 1. Per meglio comprendere il suo funzionamento ci riferiamo alla fig. 2; la curva riportata mostra qual è la tensione esistente ai suoi capi quando la corrente I cresce.

Il limitatore è già stato regolato su circa 9,5 A, quando la corrente varia da 0 a 9,5 A (tratto da A a B), la caduta di tensione che si introduce è debole e corrisponde a quella che produrrà una resistenza serie di 0,14 Ω.

La corrente supera il valore di soglia, la resistenza apparente del limitatore aumenta molto rapidamente e, di conseguenza, la corrente che la attraversa diminuisce (tratto da B a C, più da C a D); in questo momento, la resistenza apparente del limitatore è aumentata al punto che esso blocca quasi perfettamente il passaggio di corrente: esso non ritroverà il suo primo stato (sbloccato) che a condizione di interrompere un istante l'applicazione della tensione, per esempio, con l'aiuto dell'interruttore T.

Il suo funzionamento è dunque il seguente. Al di sotto del valore di soglia che determina il suo intervento, la ten-

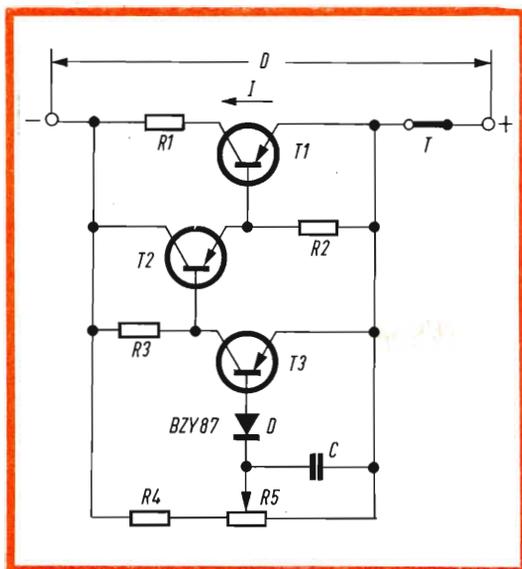



Fig. 1 - Schema completo del limitatore di corrente. I valori degli elementi sono indicati nella tabella 1.

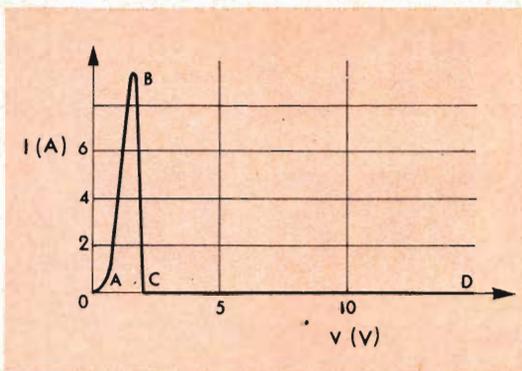



Fig. 2 - Caratteristica tipica di intervento del limitatore. Fra A e B la corrente cresce e il limitatore si comporta come una bassa resistenza serie; nel punto B, la soglia di sganciamento è raggiunta e la corrente si abbassa bruscamente (B-C) fino a che tutta la tensione d'alimentazione apparirà ai suoi capi (C-D).

Fig. 3 - Le curve a, b e c sono state rilevate applicando un forte impulso di corrente — superando largamente la soglia di intervento — al montaggio limitatore. In a, il condensatore C ha un valore di 15 nF, e di 5 nF in b; la soglia d'intervento è considerevolmente ridotta. In c, infine, il condensatore ha di nuovo un valore di 15 nF, ma l'impulso applicato non è che leggermente superiore al valore di soglia: si vede che i tempi d'intervento non variano che di poco.

sione prelevata al cursore del potenziometro R_5 è inferiore alla somma della caduta di tensione creata dal passaggio della corrente nel diodo D e nel transistor T_3; quest'ultimo è dunque bloccato. Di conseguenza, i transistor T_2, poi T_1, sono conduttori, grazie alla resistenza di polarizzazione R_3, e passano allo stato saturato. Quando la corrente consumata dai circuiti di utilizzazione aumenta, la tensione ai capi della resistenza serie R_1 aumenta e a partire da un certo momento T_3 è bloccato, questo ha per effetto di bloccare T_2, poi T_1.

Si nota dunque che la caduta di tensione V, ai capi del dispositivo limitatore, aumenta bruscamente, ciò che la riporta nel suo stato. Infatti questa tensione è circa uguale alla tensione di alimentazione, perché non sussiste che una bassa corrente residua, attraverso R_3 e T_3.

Per sbloccare il limitatore e rimetterlo in servizio, si deve interrompere un istante questa tensione di blocco V, servendosi, eventualmente, dell'interruttore T montato in serie. Quanto al condensatore C, il suo ruolo è il seguente: se si applica fra i capi + e — del montaggio una tensione a fianco ripido, questa è trasmessa, attraverso la resistenza R_4 e la capacità del diodo D, al transistor T_3 che rischia anche di essere sbloccato intempestivamente. Così il limitatore entrerà in azione dopo la soglia fissata, e questo si traduce nelle curve di fig. 3, senza l'azione del condensatore C.

I valori degli elementi sono dati nella tabella 1, per diverse gamme di corrente di funzionamento; non c'è bisogno di dire che, all'interno di ciascuna gamma, il valore di soglia di sganciamento è regolabile con l'aiuto del potenziometro R_5.

Tutti i transistor lavorano in « tutto o niente », e si potrà arrivare eventualmente a sopprimere T_2; quindi si deve ricordare che una corrente residua attraversa T_3 e che non è limitata dal valore di R_3; al fine di poter accrescere quest'ultima, si è dunque fatto ricorso a un transistor supplementare, T_2, che costituisce, con T_1, un montaggio Darlington. Indichiamo ancora che tutti i tipi di transistor citati nella tabella sopportano una tensione di 30 V.

TABELLA 1

Valore degli elementi dello schema							
Corrente	10...6	6...3	3...15	2...1	1...0,5	0,5...0,2	A
Caduta di tensione introdotta	3	2,5	2	2	2	2	V
I residua	300	250	150	70	40	30	mA
R1	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3,0	Ω
R2	20	30	100	100	100	100	Ω
R3	100	120	210	450	800	1.500	Ω
R4	1	1	1	1	1	1	kΩ
R5	5	5	5	5	5	5	kΩ
T1	AD 138	AD 160	AD 160	AD 160	AC 124	AC 124	
T2	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	
T3	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	

Qualche applicazione

I tempi d'intervento del montaggio dipendono, in prima analisi, dalla frequenza di commutazione del transistor in serie, cioè 5,5 kHz per un AD158; questo tempo è dunque di circa 120 μs per una riduzione dal 90 al 10% della corrente. Esso è allora indicato dalle curve di fig. 3, dove il ruolo del condensatore C appare non trascurabile.

Si deve notare che nessuna compensazione in temperatura è stata prevista; in effetti l'azione del sistema è tale che un aumento della temperatura si traduce in una leggera riduzione della soglia di sganciamento, questo è favorevole alla protezione dei montaggi transistorizzati.

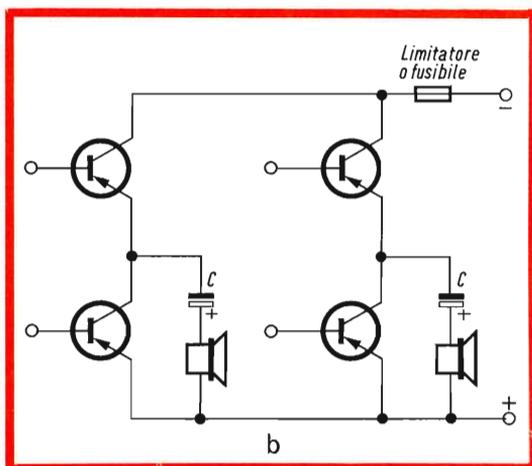
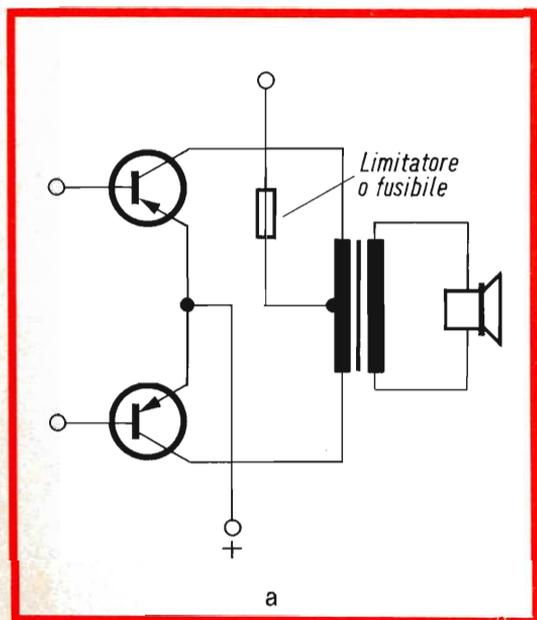



Fig. 4 - Due esempi di applicazione del montaggio limitatore: in a, su un circuito amplificatore con trasformatore di uscita; in b, montaggio stereofonico in cui è indicato solo lo stadio finale di potenza.

Non vogliamo dilungarci sulle molteplici applicazioni del limitatore, in effetti il dispositivo si monta come un fusibile. Tutt'al più indicheremo due schemi (fig. 4) che si riferiscono uno a un amplificatore di bassa frequenza con trasformatore di uscita, l'altro a un amplificatore stereofonico. Ma, beninteso, tutte le varianti sono permesse, a condizione di non dimenticare che il limitatore si comporta sempre come una bassa resistenza in serie.

(Da « Toute l'Electronique » 6706)

SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO DEL MESE DI SETTEMBRE

1 A	2 S	3 T	A	B	4 I	5 L	6 E	■	7 A
8 M	E	R	■	■	9 O	A	Z	■	T
10 P	R	E	■	■	11 T	B	■	12 A	T
13 E	I	N	■	■	A	■	14 C	N	E
15 R	E	O	■	■	■	16 P	H	O	N
■	■	■	■	■	17 O	T	I	D	U
18 A	19 G	20 O	■	■	■	■	21 L	I	A
22 E	A	T	■	■	■	■	23 O	C	T
24 R	U	R	■	■	25 E	26 Y	■	27 A	O
28 E	S	O	■	■	29 C	A	N	■	R
30 O	S	C	I	L	L	A	N	T	E

Una nuova luce sulle origini della spettacolosa aurora boreale è stata fatta dagli esperimenti realizzati dalla Radio inglese e dalla Stazione di Ricerche Spaziali su un missile lanciato da Andoya, in Norvegia.

La rivista « Nature », del luglio scorso, ha pubblicato i risultati di uno degli esperimenti in cui moltiplicatori di elettroni a canale Mullard rivelano le particelle che provocano l'effetto luminoso visto dalla terra. I moltiplicatori portati dal missile Nike-Apache entro il cuore dell'Aurora hanno rivelato che il flusso di elettroni in quella zona vibra. Accade che le onde degli elettroni più veloci arrivano appena mezzo secondo prima delle onde degli elettroni più lenti e ciò significa che la fonte che provoca le onde può essere localizzata a 35.000 miglia al di sopra dell'equatore.

Per la prima volta quindi si è riusciti a localizzare la fonte di particelle che provocano le fluttuazioni di luce caratteristiche di un'Aurora boreale, e ciò è stato reso possibile dall'impiego dei moltiplicatori di elettroni in grado di rivelare elettroni a bassissima energia con un ritmo inferiore ad uno al secondo, cosa che ha permesso queste misurazioni a distanza.

Il moltiplicatore di elettroni a canale è essenzialmente un tubo di vetro speciale inserito in una spirale. Se si applica un potenziale elettrico alle estremità del tubo nel vuoto, gli elettroni che entrano dall'estremità a basso voltaggio dànno inizio ad una cascata di elettroni secondar. che emergono dall'estremità al alto voltaggio. Per il fatto che il moltiplicatore funziona nel vuoto ambientale costituito dallo spazio gli elettroni penetrano nell'apparecchio senza dover superare alcuna « apertura ». Vengono così rivelate particelle con energie inferiori a pochi volt-elettroni.

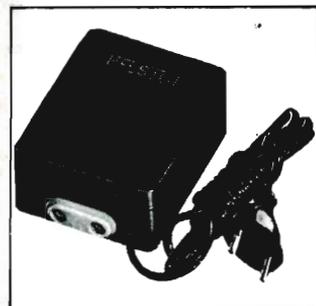
AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI

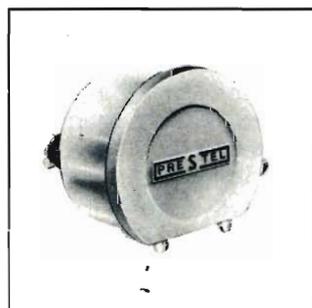
TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori

TR 2 - VHF Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori

TR 1 - UHF Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistore

TR 1 - VHF Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistore

Alimentatori per amplificatori

A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori.
Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω

A 3 A Come il tipo A 3 N ma ad accensione automatica a mezzo assorbimento TV 100-200 W. Tensione stabilizzata con diodo zener. Gli amplificatori entrano in funzione automaticamente accendendo il TV.

Miscelatori per amplificatori

MA 1 **UHF-VHF** - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

MI 3 **UHF-VHF** per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω

Demiscelatori UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE **UHF-VHF**
Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante

Trasformatori di impedenza

TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **UHF** 75-300 Ω, volante

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **VHF** 75-300 Ω, volante

PRESTEL **P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO**

25ª FUNK-AUSSTELLUNG BERLINO 1967

La mostra della radio e televisione tenutasi a Berlino Ovest nello scorso mese di agosto ha rappresentato per le industrie tedesche del ramo una data veramente fondamentale. Motivi dominanti sono stati l'inizio dei programmi regolari di TV a colori, sistema PAL, e lo sforzo di uscire dalla crisi produttiva che nell'ultimo anno ha impensierito un po' tutti i settori dell'economia tedesca.

Entrambi i problemi sono stati affrontati molto decisamente; le grandi case hanno presentato un'estesa gamma di nuovi modelli, e naturalmente intere nuove serie di televisori a colori, che logicamente hanno polarizzato l'attenzione di tutti: pubblico, autorità, tecnici e stampa specializzata e non.

Comunque prima di dilungarci sulla TV a colori vogliamo citare altri due settori in cui si sono riscontrate novità interessanti.

L'autoradio ha ottenuto in Germania, già da diversi anni, una notevolissima diffusione. Tutte le grandi case presentano vaste gamme di modelli, dai più economici fino ai tipi più perfezionati con AM-FM e controllo automatico di frequenza; tra queste vogliamo citare la AKKORD che si distingue per le qualità tecniche.

Anche nel campo delle radio si nota una evoluzione costante: la tendenza attuale è verso gli apparecchi ad alta fedeltà, con sintonizzatori, amplificatori e diffusori acustici disposti separatamente.

LA TV A COLORI

Il giorno dell'inaugurazione, avvenuta il 25 agosto alla presenza del ministro Brandt, è stato dato il via alle trasmissioni regolari di TV a colori. Dal punto di vista tecnico abbiamo riportato un'impressione veramente ottima: la riproduzione del colore è gradevole e naturale, le immagini sono molto ben dettagliate e la regolazione dei ricevitori risulta estremamente facile. Veramente una buona prova del sistema PAL che si è dimostrato di gran lunga superiore al sistema NTSC americano; ci manca una impressione diretta del SECAM, ma pensiamo che non sia possibile fare di meglio.

Dal punto di vista commerciale la situazione si presenta in maniera un po' meno chiara, perchè la serrata corsa al ribasso dei prezzi che ha subito avuto inizio, ha provocato qualche perplessità nel mercato.

Riportiamo in queste brevi note le impressioni del nostro inviato a Berlino per la mostra della radio e televisione. Come è noto questa mostra è coincisa con l'inizio dei regolari programmi di TV a colori con il sistema PAL.

Mentre nelle settimane precedenti sembrava che tutte le case produttrici si fossero allineate sulla quota di 2400 marchi (370.000 lire), il giorno dell'inaugurazione dei programmi c'è stata la sorpresa di vedere alcune grandi case ribassare improvvisamente i prezzi fino a 1800 marchi (280.000 lire) livello abbastanza accessibile anche per il grosso pubblico. Queste rapide variazioni hanno comunque momentaneamente disorientato il pubblico stesso, il quale evidentemente si aspetta ulteriori ribassi e rimane un po' indeciso circa l'acquisto.
Comunque siamo rimasti piuttosto delusi nel leggere sui grandi quotidiani di informazione italiani tante notizie così poco esatte sulla questione. Se è vero che nelle settimane precedenti l'inizio ufficiale delle trasmissioni erano stati venduti solo 6000 televisori a colori, è anche vero che il pubblico tedesco si è mostrato enormemente interessato, e una volta superata qualche perplessità circa i prezzi, si butterà all'acquisto. I produttori prevedono di vendere entro il corrente anno almeno 100.000 apparecchi, e di scendere per il periodo natalizio a soli 1500 marchi.
Tra le cose viste ci è sembrata estremamente interessante una pubblicazione ufficiale del ministero tedesco delle telecomunicazioni, dove viene data ormai per scontata l'adozione anche in Italia del sistema PAL. Quindi mentre le nostre autorità non hanno ancora fornito alcun annuncio ufficiale, all'estero si è sicuri che la decisione sia già stata presa; a chi tocca chiarire il mistero?

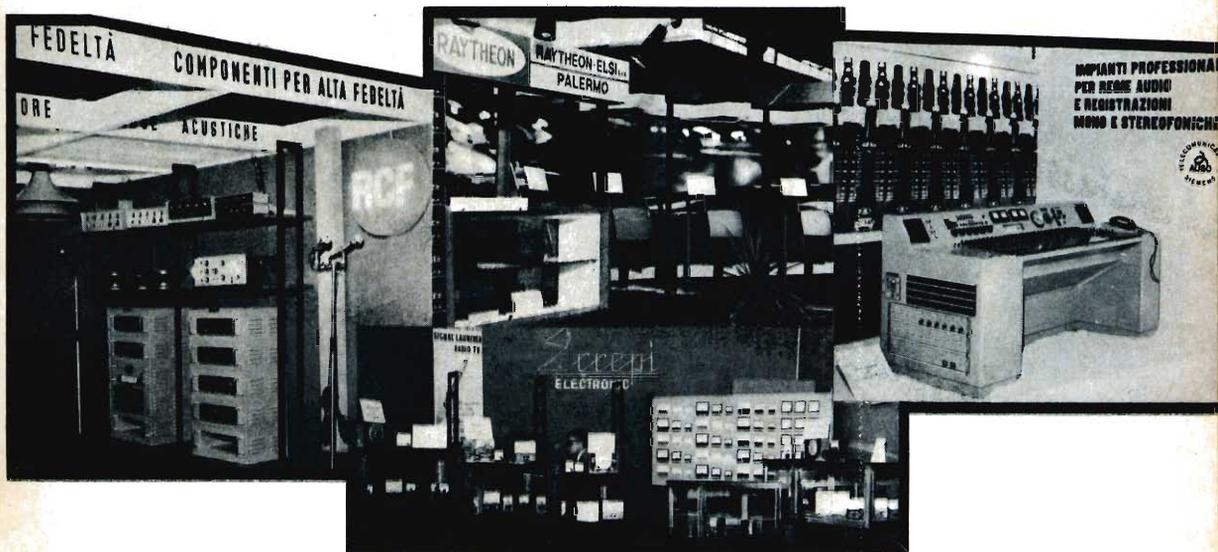
RIPERCUSSIONI IN ITALIA

L'esame della situazione tedesca ci porta per forza di cose a fare qualche considerazione sulla situazione italiana.
Innanzi tutto non possiamo fare a meno di rilevare evidenti errori di previsioni dei nostri organi governativi responsabili in materia di televisione a colori. Si è parlato di rinviare l'inizio del servizio a dopo il 1970 giustificando queste decisioni con la considerazione dell'elevato costo degli apparecchi (addirittura sono state previste cifre vicino al mezzo milione), e con questioni relative alla nostra bilancia dei pagamenti, dato che l'industria italiana sarà, almeno in un primo tempo, tributaria all'estero per buona parte dei componenti.
Ciò che sta avvenendo in Germania dimostra che sono errate sia le previsioni tecniche che quelle economiche. Bisogna tenere presente che il prossimo anno verranno totalmente abolite le barriere doganali nel MEC, e che l'industria tedesca riuscirà in breve tempo ad ammortizzare i nuovi impianti; per cui possiamo senz'altro prevedere che al momento giusto i tedeschi potranno vendere i televisori a colori in Italia a prezzi largamente inferiori alle 300.000 lire. Quindi la nostra bilancia dei pagamenti non risulterà certo salvaguardata, dato che le industrie italiane, partite con oltre tre anni di ritardo non saranno assolutamente in grado di reggere la concorrenza, e risulteranno quindi gravemente danneggiate.
Si imporranno allora soluzioni di tipo antieconomico, come il ricorso ad una politica protezionistica, in contrasto con le norme del MEC, o come la creazione di qualche azienda elettronica di Stato, in grado di produrre e vendere senza tenere conto dei problemi di costo.
Lasciamo ai lettori trarre le logiche conclusioni di queste nostre impressioni, che riteniamo imparziali e oggettive.

32ª MOSTRA NAZIONALE 4° SALONE INTERNAZIONALE

Il ministro delle Poste e Telecomunicazioni, on. sen. Giovanni Spagnolli ha inaugurato il 9 settembre scorso, nel settore della fiera campionaria a Milano, le mostre della radio-televisione, dei componenti elettronici e degli elettrodomestici. Ha aperto i discorsi ufficiali il presidente dell'ANIE, ing. Luigi Baggiani, il quale ha francamente espresso alcune considerazioni piuttosto pessimistiche circa le possibilità attuali e future del mercato nazionale.

In risposta, il ministro Spagnolli ha dato ampia assicurazione della buona volontà del governo di tenere conto di quelle che ha definito « legittime aspirazioni dei costruttori » circa una maggiore considerazione delle loro esigenze. A questo proposito il ministro ha citato il nuovo regime di abbonamenti per la filodiffusione, che è in vigore dallo scorso anno e sta dando in realtà buoni risultati riguardo al numero dei nuovi abbonati. Inoltre ha annunciato che per le autoradio è in corso di studio una nuova disciplina che prevederà il pagamento del canone unitamen-

RADIO TELEVISIONE COMPONENTI ELETTRONICI

te alla tassa di circolazione, facilitando così le pratiche burocratiche.

Circa la televisione a colori, l'argomento più dibattuto quest'anno in Italia, alle insistenti richieste del pubblico l'on. Spagnolli ha risposto in maniera non del tutto esauriente, riallacciandosi alle dichiarazioni fatte al Senato dal sottosegretario Caron il 20 luglio scorso. In sostanza è stato riaffermato che le esigenze della programmazione economica non consentono l'istituzione in Italia di un normale servizio di televisione a colori prima del 1969 (data che a noi sembra alquanto ottimistica). Ciononostante — è stato detto — continua l'esame dei vari aspetti tecnici ed economici della questione da parte del CIPE e degli altri organismi competenti. Tra l'altro è stato fatto notare che la RAI ha in corso di avanzata esecuzione i piani di preparazione tecnica al servizio in colore, e si considera pronta ad iniziare le trasmissioni in qualsiasi momento. Quest'ultima affermazione sembra a noi in netta contraddizione con la politica seguita dal governo in questo campo.

La visita alle due mostre si è rivelata, a nostro giudizio, interessante assai più nel settore componenti che nel settore prodotti finiti.

In quest'ultimo campo, in assenza di novità di assoluto rilievo, abbiamo apprezzato la costante evoluzione delle qualità estetiche verso apparecchi sempre più compatti e funzionali.

Le realizzazioni di televisori portatili a transistor sono ormai numerosissime, dato che praticamente tutte le case costruttrici hanno presentato uno o più modelli di questo tipo. Nel campo radio continua sempre più velocemente la diffusione dei modelli portatili, disponibili in una ampia gamma di prezzi e caratteristiche tecniche, e delle autoradio, che probabilmente rappresenteranno nei prossimi anni uno degli sbocchi più sicuri per la produzione nazionale. Per gli apparecchi da casa la tendenza attuale si orienta verso gli impianti ad alta fedeltà; numerosi sono gli esempi di impianti comprendenti sintonizzatori (specie in FM), amplificatori e casse acustiche separate.

Segnaliamo comunque tra le novità le telecamere G.B.C. per impianti a circuito chiuso; queste telecamere, completamente automatiche, si prestano per gli impieghi più svariati, tra cui per esempio impianti di citofono visivo.

Più numerose erano le novità nel settore dedicato ai componenti elettronici ed agli strumenti di misura.

La ATES esponeva l'intera gamma dei propri semiconduttori; in particolare evidenza i transistor ad alta tensione per televisione, che hanno incontrato un notevole successo tecnico e commerciale.

La RAYTHEON mostrava, in uno stand elegante, la serie dei nuovi cinescopi a linea quadrata, che a parità di dimensioni totali forniscono una maggiore superficie utile.

La PRESTEL esponeva diversi tipi dei noti amplificatori d'antenna.

Allo stand BULGIN era visibile l'intera produzione di questa nota casa inglese (rappresentata in Italia dalla G.B.C.): interruttori, microinterruttori, portalampade, spine e prese, connettori.

La ERREPI presentava una vasta gamma di oscillatori AM ed FM, oltre a numerosi strumenti per misure elettriche.

La R.C.F., specializzata in apparecchiature acustiche professionali, esponeva diversi tipi di microfoni, unità magnetodinamiche e diffusori a tromba.

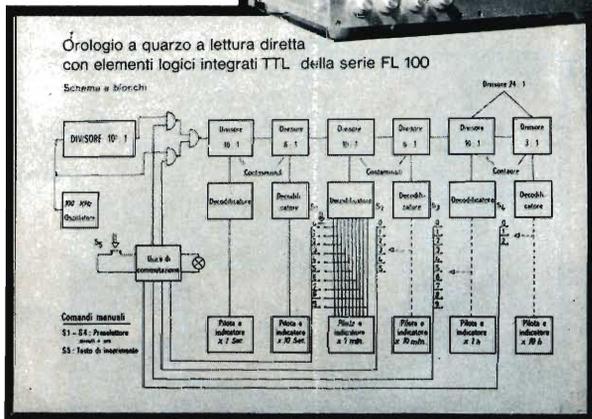
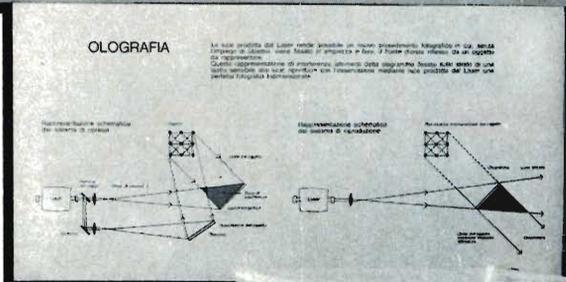
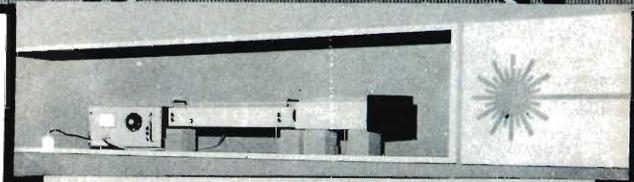
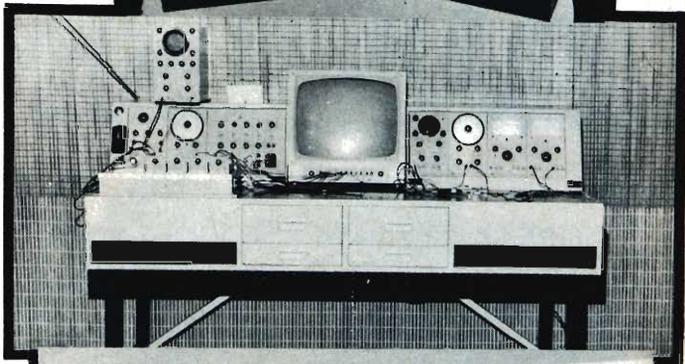
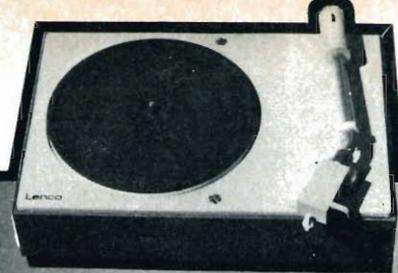
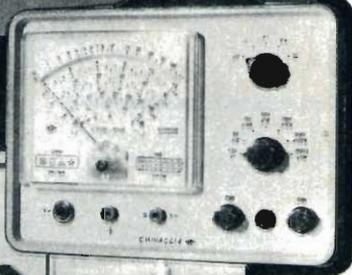
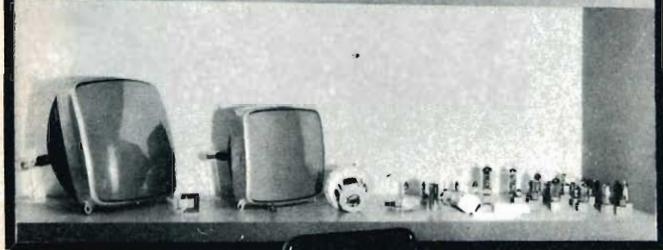
Allo stand G.B.C., oltre alla presenza interessante di un tubo da 25" per TV a colori, attirava particolarmente l'attenzione la serie dei nuclei KAMAFER, realizzati nelle più varie sagome: a guscio, a coppetta, toroidali, ad E, cilindrici.

La Mistral presentava numerosi tipi di transistor e circuiti integrati ibridi e monolitici, realizzati secondo richiesta; inoltre erano visibili circuiti completi, come amplificatori a larga banda e medie frequenze FM, realizzati impiegando componenti miniaturizzati.

La UNAOHM ha presentato un nuovo modello di misuratore di campo, l'EP 597, appena entrato in produzione. L'apparecchio, che costituisce quanto di più moderno offre la tecnica oggi, consente la ricezione delle portanti audio e video sia in AM che in FM. La gamma di misura è selezionabile con continuità in UHF e a canali fissi in VHF. Inoltre sono effettuabili misure della perdita in dB delle discese d'antenna. A richiesta viene fornita un'antenna portatile, utile all'installatore per stabilire i punti di migliore ricezione.

Sempre della UNAOHM è questo nuovo tipo di banco didattico, utilissimo per impieghi nelle scuole professionali di radio, televisione ed elettronica. Il banco comprende un generatore RF modulato, un generatore di onde sinusoidali e quadre, un oscilloscopio a doppia traccia, un analizzatore universale, un voltmetro elettronico, un monitor di controllo, oltre ad una estesa dotazione di altri dispositivi. Le possibilità di lavoro sono assai ampie e coprono tutti i campi della moderna tecnica elettronica.

Novità di rilievo allo stand della SIEMENS ELETTRA l'applicazione del laser per ottenere olografie. Come è noto l'olografia è in pratica una fotografia in tre dimensioni; fotografando un oggetto illuminato con luce laser, si ottengono sulla lastra sensibile particolari fenomeni di interferenza, che visti nuovamente con luce laser permettono di apprezzare le tre dimensioni dell'oggetto. Il tutto è possibile grazie alle particolari qualità ottiche (monocromaticità e coerenza) del fascio laser. In questo caso la sorgente usata è un laser a gas, precisamente del tipo ad elio-neon.

L'orologio a quarzo, realizzato dalla SIEMENS ELETTRA, rappresenta un impiego molto avanzato dei circuiti logici di tipo integrato. Un'oscillatore a quarzo ad alta stabilità genera una frequenza campione; i circuiti integrati realizzati nelle varie logiche NOR, NAND, AND-OR, eseguono con grande precisione il conteggio, dalle frazioni di secondo alle ore.

Novità della LENCO questo giradischi di piccole dimensioni, che pur conserva caratteristiche di elevata qualità, come regolazione fine della forza di appoggio della puntina, abbassamento idraulico del braccio, portacartuccia sfilabile. Sempre la LENCO ha presentato un nuovo giradischi professionale, il modello L 77, derivato dal famoso L 70, le cui caratteristiche principali sono la regolazione anti-skating ed un rumore di fondo portato al livello eccezionale di — 41 dB. La PHILIPS, presente anche in altri settori, ha esposto, tra gli altri prodotti, una vasta gamma di componenti per la televisione a colori; cinescopi, gioghi e valvole speciali.

Questo nuovo oscilloscopio a larga banda ha impegnato nella progettazione i laboratori della TES per oltre un anno; i risultati raggiunti lo pongono senz'altro in una posizione di preminenza nel campo nazionale. Il tempo di salita è di soli 3 ns, mentre la banda passante si estende dalla DC fino a 95 MHz; la sensibilità varia da 50 mV/cm fino a 20 V/cm.

La FACON, ben conosciuta per la cospicua produzione di condensatori elettrolitici, ha presentato una nuova serie di microelettrolitici a montaggio verticale. Per questi tipi, che si allineano con le elevate caratteristiche tecniche dei condensatori FACON, è prevista una produzione di grande serie che permetterà di affrontare il mercato a costi veramente competitivi.

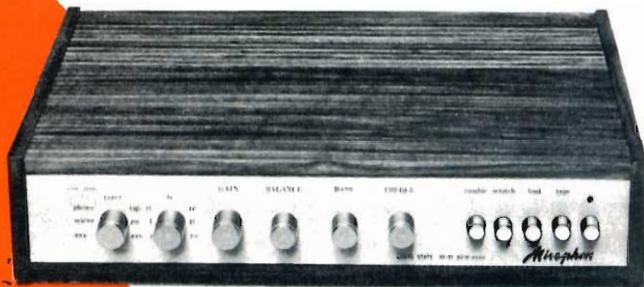
Come novità la CHINAGLIA ha esposto il voltmetro elettronico mod. 1001, di elevata precisione. Lo strumento dotato di circuito a ponte bilanciato con doppio triodo, offre ampie possibilità di lavoro; presenta infatti: 7 portate V cc - 7 portate V ca - 7 portate V p.p. - 7 portate come ohmetro - 7 diversi livelli in dB - 7 portate come capacimetro balistico.

Nello stand FIVRE era visibile parte della vasta produzione di valvole di tipo americano e cinescopi per televisori.

AMPLIFICATORE STEREO

44 + 44

Miraphon

MST 4

Z/756

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza max di picco su 8 Ω	: 44 + 44 W
Risposta in frequenza	: 10 ÷ 80.000 Hz ± 1 dB
Distorsione	: ≤ 0,25 %
Regolazione bassi	: + 15 — 15 dB a 50 Hz
Regolazione alti	: + 15 — 15 dB a 10.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo	: ≥ 70 dB
Ingressi	: N° 3 basso livello N° 4 alto livello
Transistori impiegati	: N° 20 + 4 diodi
Dimensioni	: 448 x 100 x 330 mm
Prezzo listino	: L. 137.200

RICHIEDETE I CATALOGHI MIRAPHON ALLA G.B.C. ITALIANA

NUOVI PRODOTTI

anatomia e fisiologia di una testina magnetica

Descriviamo una delle testine magnetiche della B & O, che, se esteriormente è stata ben poco modificata rispetto ai modelli precedenti, ha però migliorato sensibilmente le sue caratteristiche elettriche e meccaniche.
Trasformata secondo il nuovo standard di lettura R.I.A.A. a 15°, dotata di un equipaggio mobile a maggior cedevolezza, equipaggiata di una punta di forma ellittica, la testina « SP 8 » può certamente essere annoverata tra le migliori realizzazioni del mercato internazionale. (N° G.B.C. R/1390-11)

Appartenente al gruppo delle testine magnetiche, la **SP 8** della B & O è quella che si è convenuto di chiamare testina a riluttanza variabile.

Il suo funzionamento, infatti, si basa sulla variazione di larghezza di un traferro sistemato fra un'armatura mobile, a forma di croce, in lega di elevata permeabilità, e le espansioni polari di un magnete permanente, fisso.

ANATOMIA DI UNA TESTINA

Essendo ancora « l'autopsia » il mezzo migliore per conoscere la costituzione di una testina, abbiamo compiuto questa operazione sopra un esemplare.

L'EQUIPAGGIO MOBILE

Come sopra accennato, l'equipaggio mobile della **SP 8** è costituito da una specie di croce mobile, costruita in lega di elevata permeabilità e di piccola isteresi, solidale con un tubo di alluminio, alla cui estremità anteriore è incastonata la puntina ellittica di diamante dalle dimensioni di 5 x 17 μm.

Il tubo porta puntina è prolungato posteriormente da un'asta di nylon flessibile che assicura la connessione con un supporto tronco-conico di politene, per cui il complesso, tubo di alluminio e croce mobile, è articolato e libero di oscillare in tutti i sensi.

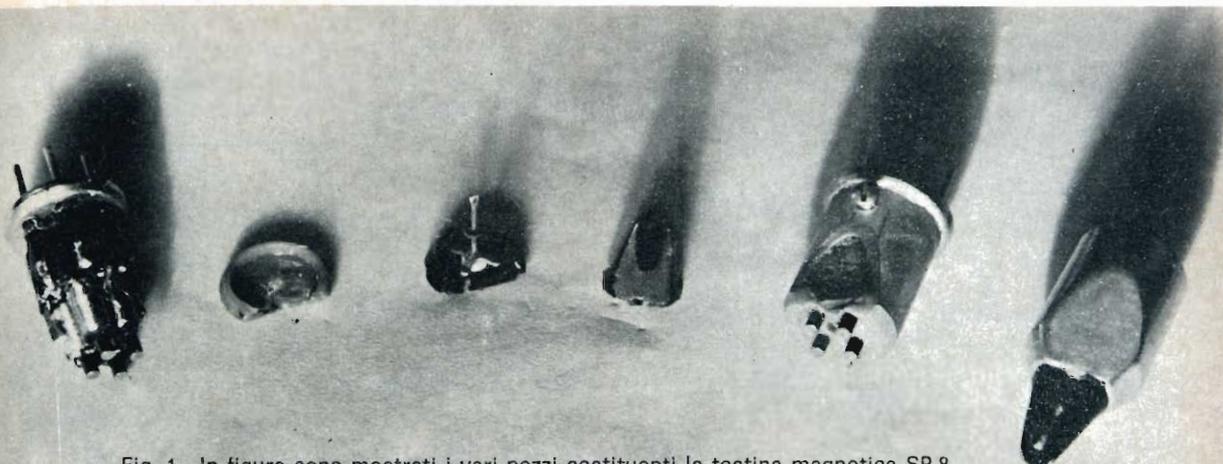



Fig. 1 - In figura sono mostrati i vari pezzi costituenti la testina magnetica SP 8.

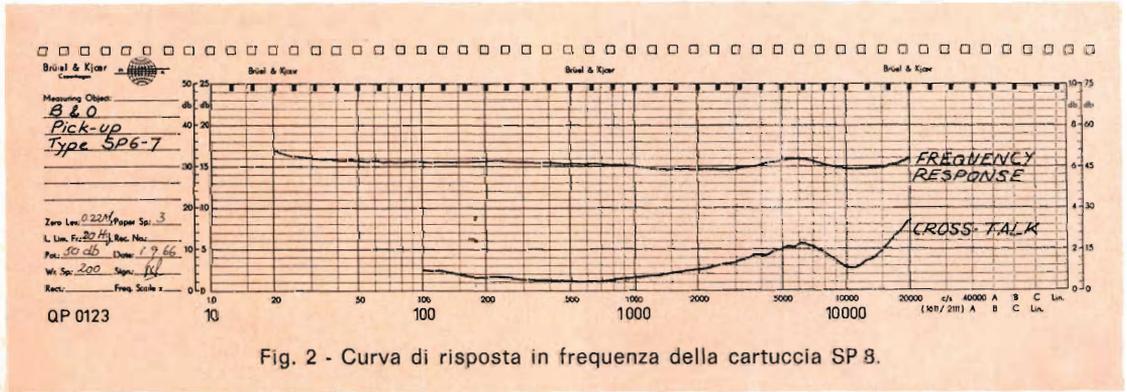



Fig. 2 - Curva di risposta in frequenza della cartuccia SP 8.

I suoi movimenti sono tuttavia leggermente frenati da una specie di cuscino elastico in neoprene, applicato contro il supporto di politene e disposto sotto la croce mobile.

Osserviamo inoltre che questo supporto, munito di quattro fori circolari, sistemati in corrispondenza dei bracci della croce mobile e destinati al passaggio delle espansioni polari del circuito magnetico, è inserito in un involucro metallico amovibile, e che l'inclinazione del complesso è calcolata in modo da ottenere un angolo di lettura di 15° (vedere fig. 3).

IL CIRCUITO MAGNETICO

Il circuito magnetico della SP 8 è costituito da quattro espansioni polari cilindriche, sulle quali si trovano quattro avvolgimenti identici, perfettamente visibili dalle varie fotografie (vedere figg. 5-6-9-11).

Una volta riunite le diverse parti della testina, queste espansioni polari che penetrano nei corrispondenti fori situati sul supporto in politene, vengono allora a trovarsi posti di fronte ai bracci della croce mobile (vedere fig. 11).

Il tutto è completato da un nucleo magnetico cilindrico, collocato sulla parte

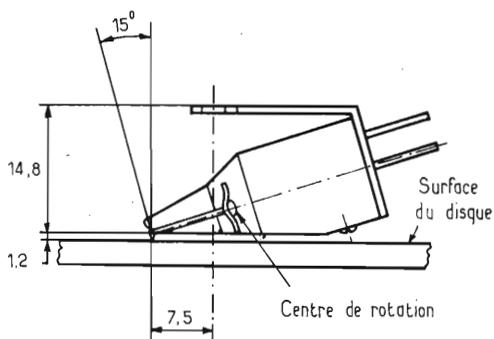
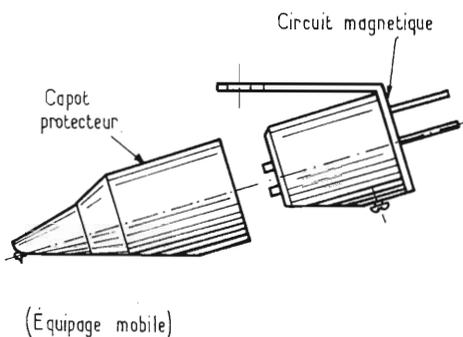
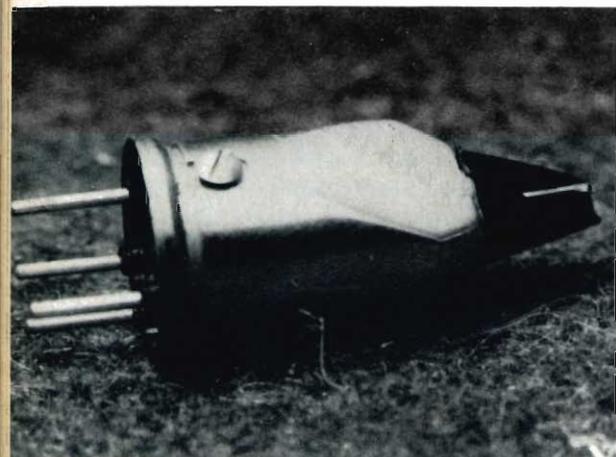



Fig. 3 - a) L'equipaggio mobile è disposto in modo da ottenere un angolo di lettura di 15°. b) Principio di assiemaggio della testina SP 8.

4

Fig. 4 - Vista in prospettiva della nuovissima cartuccia a riluttanza variabile.

5

Fig. 5 - Le espansioni polari viste anteriormente: a destra l'involucro protettivo che deve contenere il fragile equipaggio mobile.

posteriore delle espansioni polari, il cui flusso si richiude per mezzo della croce mobile. Poiché questa accompagna i movimenti del tubo porta puntina, alla quale essa è solidale, si comprende come la larghezza dei traferri, disposti tra le espansioni polari ed i bracci della croce mobile, può effettivamente essere modificata in funzione delle informazioni contenute nel solco esplorato dalla puntina lettrice.

A questo proposito rammentiamo che le due diagonali del quadrato delimitato dalle espansioni polari formano ciascuna, con la superficie del disco, un angolo di 45°.

Le due bobine relative a ciascuna via sono collegati in serie essendo disposti alle estremità di queste diagonali, e ciò consente di sommare le informazioni provenienti da uno dei due lati del solco stereofonico.

FISIOLOGIA DELLA TESTINA

La **SP 8** della B & O, risulta notevolmente perfezionata rispetto ai modelli precedenti, essendo stata modificata la cedevolezza da 4×10^{-6} cm/dyna a 15×10^{-6} cm/dyna e ridotta la massa dinamica da 3 mg a 1,5 mg.

Uno sguardo al diagramma di figura 8 consente di osservare la linearità di risposta della **SP 8** nella gamma di frequenze comprese tra i 20 Hz e i 20 kHz.

6

7

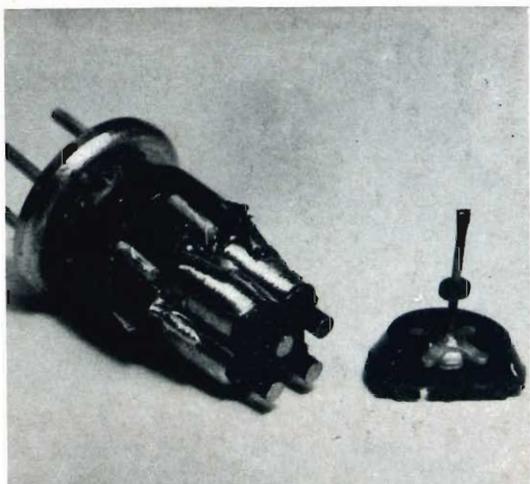



Fig. 6 - A sinistra, il circuito magnetico; a destra, l'equipaggio mobile.

Fig. 7 - Particolare dell'equipaggio mobile e della croce mobile alla quale è reso solidale il tubo porta punta.

Fig. 8 - Curva di risposta amplificazione frequenza (a) e di separazione tra i canali (b).

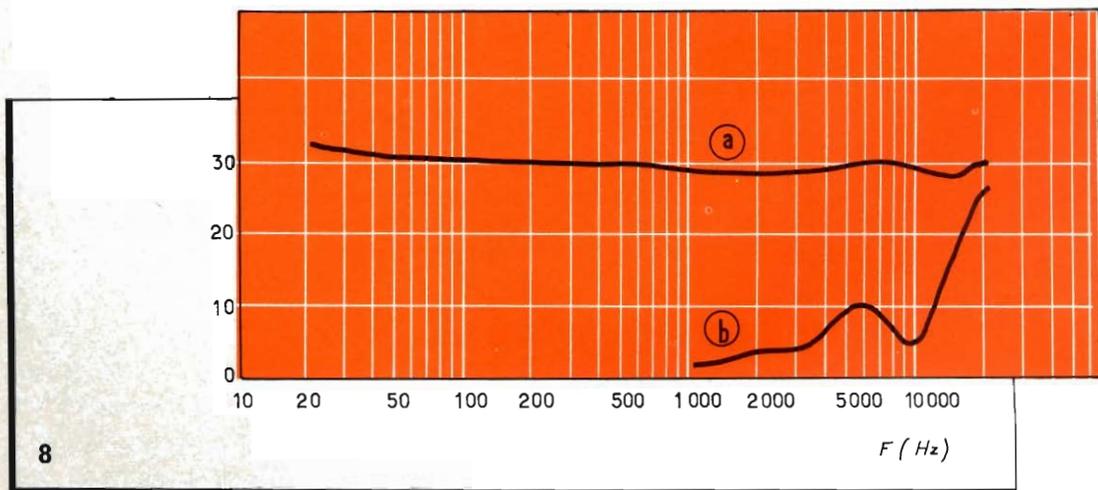
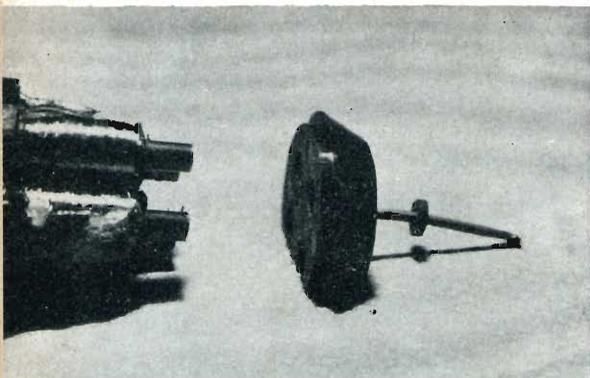



Fig. 9 - Questo particolare rende perfettamente l'idea di come avviene l'assiemaggio tra le espansioni polari e l'equipaggio mobile.

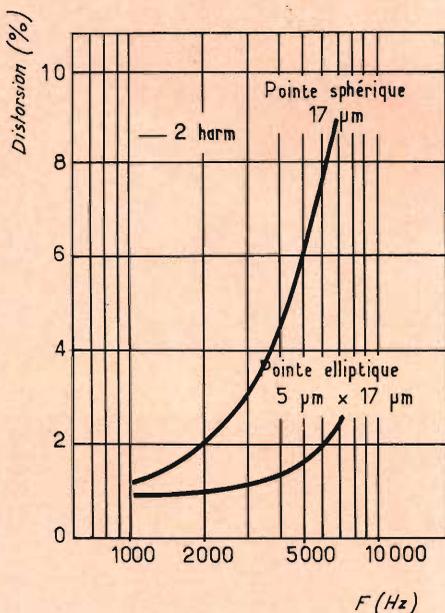



Fig. 10 - Comparazione del tasso di distorsione riferita ad una puntina sferica e ad una puntina ellittica.

Dal lato della diafonia (fig. 8b), i risultati sono ugualmente eccellenti, poiché a 1.000 Hz la separazione tra i canali è migliore di — 28 dB, che diventa — 20 dB a 5.000 Hz per tornare a — 25 dB a 10 kHz.

Con una resistenza di carico di 47 kΩ, la **SP 8** ha una sensibilità di 1,4 mV eff/cm/s a 1.000 Hz. Tenuto conto dell'eccellente protezione del complesso nei confronti dei campi parassiti di origine magnetica, questa tensione di uscita, relativamente elevata, garantisce un buon rapporto segnale/disturbo.

Una delle caratteristiche più interessanti della testina **SP 8** è la puntina ellittica di 5 x 17 μm che consente di ridurre le distorsioni dovute all'effetto di **pizzicamento**.

Ricordiamo, a questo proposito, che poiché per la registrazione si usa una punta d'incisione a spigoli vivi, la sezione del solco registrato non è costante, e non ha nulla in comune con la puntina stessa, salvo che in assenza di modulazione ed ai massimi di elongazione.

In tutti gli altri casi la sezione del solco, sempre tracciata secondo la normale alla sua direzione, è perciò inferiore a quella della punta d'incisione.

Ne consegue in pratica che, quando il solco viene esplorato da una punta conica, il cerchio di contatto di quest'ultima varia costantemente.

Così facendo, la puntina di lettura è soggetta ad un movimento verticale che la fa discendere o salire lungo i fianchi del solco, secondo che questo si allarga o si restringe.

Nel caso di una testina monofonica, questo ha poca importanza; al contrario, per una testina stereofonica, sensibile ad una modulazione verticale, non è più la stessa cosa: in effetti, siccome il movimento della punta di lettura si effettua ad una frequenza doppia di quella registrata, ciascun periodo del segnale comprende due massimi d'elongazione, questo fenomeno dà origine ad un segnale parassita, generatore di distorsione di seconda armonica.

Come dimostra la curva superiore della figura 10 il fenomeno non è del tutto tra-

scurabile, essendo la sua importanza tanto più grande quanto più è elevata la frequenza letta.

Solo una punta di sezione ellittica, il cui profilo si avvicina di più a quello dell'incisore, consente di ridurre al minimo questo fenomeno, come si può constatare grazie alla curva inferiore della figura 10, rilevata per mezzo di un disco di frequenza Westrex 1 A.

CONCLUSIONI PRATICHE

Avendo beneficiato, rispetto ai modelli precedenti, di un certo numero di modifiche d'ordine meccanico, la testina **SP 8** ha trovato senza alcun dubbio, una nuova giovinezza.

Musicalmente parlando, il miglioramento è sensibile tanto per quello che concerne la gamma di frequenze riprodotte, quanto per la separazione dei canali assai soddisfacente, e per la riduzione del tasso di distorsione di seconda armonica.

Sotto un aspetto generale, queste migliorie dipendono dall'equipaggio mobile, che, così come noi lo abbiamo visto, è stato fatto oggetto di numerosi perfezionamenti: riduzione della massa dinamica, miglioramento del coefficiente di cedevolezza, adozione di una puntina ellittica...

Poiché parliamo dell'equipaggio mobile, sarebbe un danno il non citare un dettaglio la cui importanza non sfuggirà certo ai discofili.

Essendo il supporto in politene, sul quale è articolato la croce mobile, associato al tubo porta-punta, solidale all'involucro protettore, il cambio rapido dell'equipaggio mobile non pone più alcun delicato problema d'intervento.

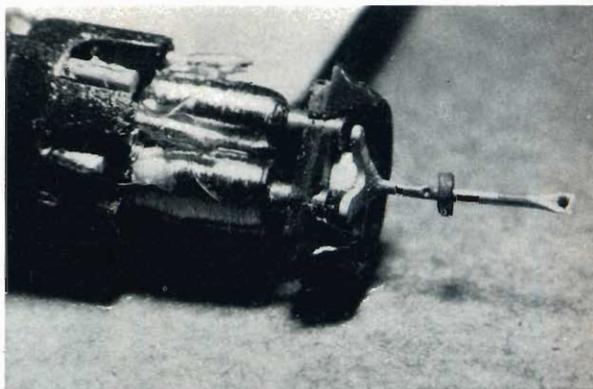



Fig. 11 - Vista d'assieme dell'equipaggio mobile che copre le espansioni polari e che mette in evidenza il modo col quale la riluttanza della tstina può essere modificata in funzione della variazione del traferro.

Una vite d'allentare e l'involucro si leva per essere subito sostituito da un altro, e proteggere un nuovo equipaggio mobile la cui messa in opera non ha nulla da temere da dita inesperte.

Questa è, conveniamone, una felice iniziativa che ci toglie ogni possibilità di criticare una testina, del resto assai ben riuscita.

C.D.

(Da Toute l'electronique - Mai '67)

ra le ditte che si sono impegnate a fondo nella battaglia contro il tempo ingaggiata per proteggere le spiagge della Cornovaglia dal petrolio fuoruscito dalla petroliera « Torrey Canion », la William Warne Co. Ltd. di Barking, nell'Essex, ha prodotto ad un ritmo di più di un centinaio al giorno, bordi di gomma della lunghezza di circa 25 metri per formare barriere progettate per tenere il petrolio lontano dalla costa.

Il composto di gomma è stato vulcanizzato su un tamburo scaldato a vapore di un mescolatore a vulcanizzatore rotante.

Di solito la gomma, dello spessore di un quarto di pollice (spessore adoperato in questo caso) è rovesciata e passata una seconda volta attraverso i cilindri in modo che il calore possa raggiungere il centro, consecutivamente, da ambedue le superfici. Poiché è questa un'operazione di emergenza, la Warne ha cercato un metodo per accelerare il sistema di preparazione. Ha quindi applicato il calore supplementare fornito da una fornace « Hyflux » a raggi infrarossi che comprende un'apparecchiatura della potenza complessiva di 37 kw.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

STORIA DELLA LEGGE DI OHM

Giorgio Simeone Ohm, professore ginnasiale in Germania, scoprì nel 1826 che la tensione elettrica è uguale al prodotto della resistenza per la corrente. Rese nota la sua scoperta un anno dopo, pubblicando il libro « La catena galvanica trattata matematicamente ». Il libro rimase totalmente invenduto. G. S. Ohm subì la più triste delle umiliazioni, quella cioè di passare inosservato: è quasi preferibile essere presi per pazzi che ignorati. Il buon Giorgio Simeone Ohm si raccomandava agli amici affinchè gli comperassero qualche libro, temendo le conseguenze della brutta figura con l'editore; macchè, non glielo comperavano nemmeno per farne carta da accendere il caminetto.

Ohm pensò allora di presentare la sua opera in un concorso per l'ammissione ad una cattedra universitaria. Fu respinto.

Passarono venticinque anni e, finalmente, gli scienziati principiarono a capire qualche cosa della legge scoperta da Ohm. Nel 1849, infatti, gli venne offerto un incarico all'Università di Monaco. Incarico provvisorio, tuttavia, a scopo prudenziale perchè non si sa mai, pensavano i contemporanei, quell'Ohm potrebbe essere null'altro che mediocre ed in tal caso faremmo presto a cacciarlo via. Non era un mediocre, tuttavia ci misero ancora tre anni per capirlo, onde la cattedra gli fu confermata nel 1852. Ma al povero G. S. Ohm restavano ormai solo due anni da vivere. Infatti, morì nel 1854...

IL TRANSISTOR NEI MOTORI AGRICOLI

Se io avessi la fortuna di annoverare fra i miei lettori un qualche agricoltore che abbia almeno 40 anni, godrei particolarmente nel dargli la notizia dei motori agricoli transistorizzati.

Gli agricoltori non giovanissimi, infatti, rammentano i cosiddetti trattori a testa calda. A descriverli, sembra di riandare a tempi remotissimi, eppure vent'anni fa c'era ancora chi li usava. In breve, per mettere in moto quei trattori occorrevano ben due ore, durante le quali la testa del motore veniva riscaldata da un apposito fornello a petrolio, se no non partiva.

Oggi il Laboratorio d'applicazioni componenti elettronici professionali della Philips ha messo a punto un sistema d'accensione elettronica interamente a transistor per motori agricoli a volano-magnete con avviamento a strappo.

Con ciò vengono innanzitutto soppresse le parti soggette ad usura meccanica ed elettrica, quali puntine, condensatori, camme eccetera. Ma, soprattutto, la scintilla di grande potenza consente la partenza immediata sia a temperature estremamente basse, sia nei climi torridi.

PRODUZIONE EUROPEA

Alle grandi fiere internazionali di quest'anno la BRIMAR britannica, ha presentato i cinescopi per la televisione a colori, oltre a vari tipi di tubi catodici per radar, oscilloscopi, monitor.

SOLO QUARANTA ANNI FA

Solo quarant'anni fa, per ottenere la previsione meteorologica da un giorno all'altro, sarebbero occorse 64.000 persone impegnate a fare calcoli a mano senza interruzione per 24 ore. Cosa praticamente inutile perchè, al termine dei calcoli e ammesso che fossero tutti esatti, era già passato il tempo per il quale i risultati non erano più da considerarsi come previsioni: bastava guardar fuori dalla finestra.

Oggi per mezzo dei calcolatori elettronici che eseguono milioni di operazioni al secondo, siamo avviati a poter calcolare le previsioni meteorologiche con 15 giorni di anticipo. Quando, in un tempo relativamente breve, avremo raggiunto questo risultato, i benefici per l'economia, per l'agricoltura, per i trasporti saranno enormi.

CERVELLO ELETTRONICO? NO!

Se vogliamo esser sinceri, dobbiamo ammettere che i « cervelli » elettronici non esistono.

L'espressione risente un po' della fantascienza e, per l'esattezza, più della fantasia che della scienza; essa è stata certamente ispirata dalle sorprendenti possibilità e dalle infinite applicazioni dei calcolatori elettronici. Ma da queste possibilità alla essenza del cervello umano intercorre l'abisso. Alla macchina manca totalmente l'immaginazione da cui nasce il pensiero, perciò resta macchina, meravigliosa fin che si vuole, ma senza alcun carattere che renda legittimo il nome di « cervello ».

Andiamo quindi cauti nell'usare l'espressione impropria di « cervello elettronico » per non favorire il sorgere in noi di concetti erronei. Il calcolatore elettronico appare, specialmente ai profani, come un'apparecchiatura di estrema complessità. Ciò è vero solo in parte, poichè è fondamentalmente costituito da elementi assai semplici, ai quali vengono assegnate due posizioni opposte come: « tutto-niente » « bianco-nero » « sì-no » e così di seguito. La scelta fra le « memorie registrate » è semplicissima, e i risultati finali dipendono da infiinite successioni di scelte elementari.

Zio Ruben

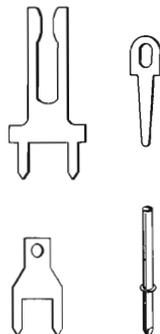
MONTAFLEX

LA RISPOSTA A TUTTI I PROBLEMI DI MONTAGGIO

Fornito sotto forma di scatole, basette, piastre, squadrette e supporti nelle più svariate misure, si presta in modo eccezionale per ogni tipo di realizzazione meccanica ed elettrica: interruttori, telai, zoccoli, strumenti, circuiti vari.
Di facile e veloce montaggio è particolarmente indicato per scuole, laboratori, sperimentatori.

MONTAPRINT

CIRCUITO STAMPATO UNIVERSALE

La base ideale per il progetto di circuiti stampati.
Utilissimo per laboratori, piccole officine, studenti e sperimentatori.
Le piste conduttrici del Montaprint sono provviste di interruzioni ad intervalli regolari e possono essere interconnesse mediante saldature o con appositi connettori.
Sono disponibili piastre di tutte le dimensioni con piste di 5 o 4 mm.

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

NOVOTest

MOD. TS 140

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47
MILANO

20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 150 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da O a 500 μF (alimentazion**t** batteria)

Il tester interamente progettato e costruito dalla CASSINELLI & C. - Il tester a scala più ampia esistente sul mercato in rapporto al suo ingombro; è corredato di borsa in moplen, finemente lavorata, completa di maniglia per il trasporto (dimensioni esterne mm. 140 x 110 x 46). Pannello frontale in metacrilato trasparente di costruzione robustissima. - Custodia in resina termoindurente, fondello in antiurto, entrambi costruiti con ottimi materiali di primissima qualità. - Contatti a spina che, a differenza di altri, in strumenti similari, sono realizzati con un sistema brevettato che conferisce la massima garanzia di contatto, d'isolamento e una perfetta e costante elasticità meccanica nel tempo. Disposizione razionale e ben distribuita dei componenti meccanici ed elettrici che consentono, grazie all'impiego di un circuito stampato una facile ricerca per eventuali sostituzioni dei componenti, inoltre garantisce un perfetto funzionamento elettrico anche in condizioni ambientali non favorevoli. Galvanometro del tipo tradizionale e ormai da lungo tempo sperimentato, composto da un magnete avente un altissimo prodotto di energia (3000-4000 maxwell nel traferro). - Ssopensioni antiurto che rendono lo strumento praticamente robusto e insensibile agli urti e al trasporto. - Derivatori universali in C.C. in e C.A. indipendenti e ottimamente dimensionati nel le portate 5 A. Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm. 115. graduazione in 5 colori.

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZENI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO-TV

Prezzo L. 10.800

franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/ 30 portata 30 A
Mod. SH 150 portata 150 A

PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1 N port. 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da —25° - 250°

CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N
campo di misura da 0 a 20.000 Lux

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Matteotti 14
CAGLIARI - Pomata Bruno
Via Logudoro 20
CATANIA - Cav. Buttà Leonardo
Via Ospizio dei Ciechi 32
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Paludi 62
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento 25
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

B R E V E T T A T O

ALLARME ANTIFURTO

Questa scatola di montaggio consente di realizzare facilmente un'efficace sistema di allarme antifurto, il cui funzionamento è semplicemente basato sulla apertura dei contatti di un relé. La conseguente oscillazione elettrica viene emessa da un altoparlante sotto forma di suono intenso e acuto.

Il circuito di allarme antifurto qui presentato ha un funzionamento semplice e sicuro: non appena viene interrotto un apposito collegamento il cir-

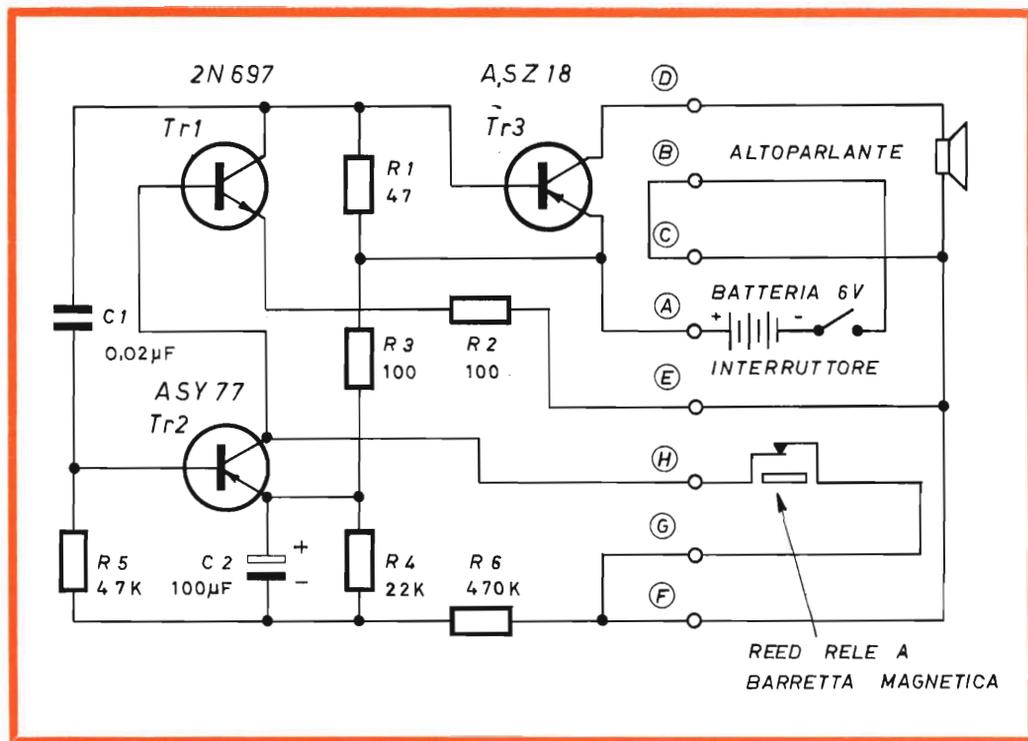



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

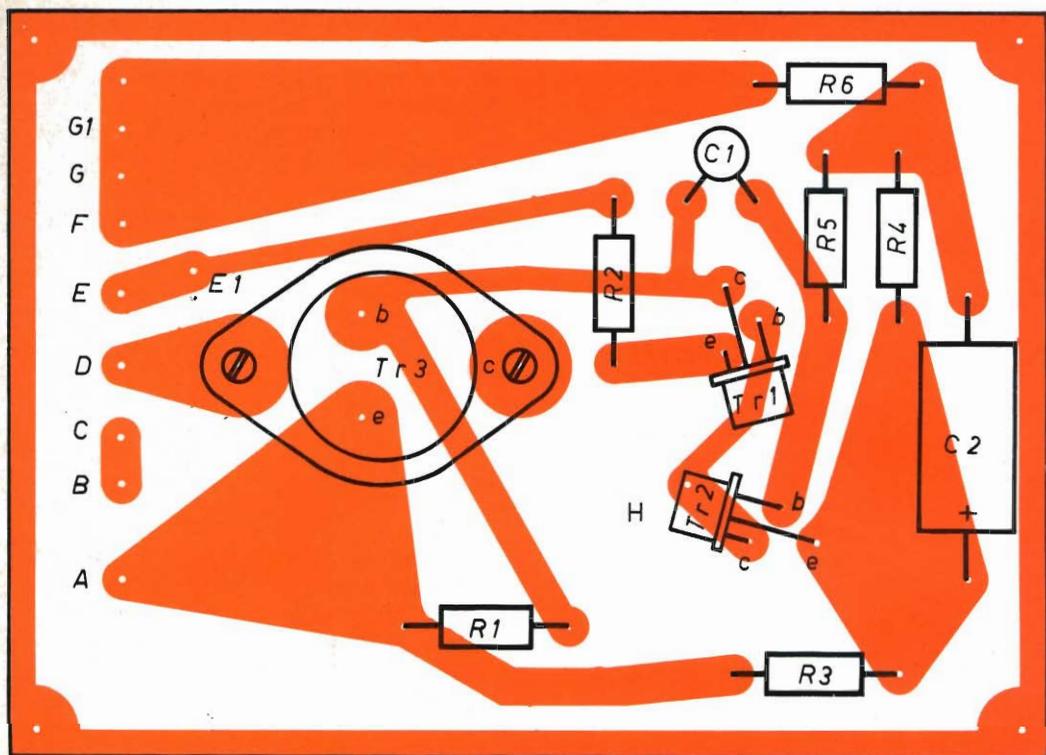



Fig. 2 - Disposizione dei componenti a montaggio ultimato sulla piastra a circuito stampato.

cuito entra in azione e l'altoparlante emette un ululato acuto intenso, chiaramente avvertibile anche a distanza.

Il collegamento elettrico di sicurezza è costituito dal reed relé (vedi figura 1) il quale è normalmente chiuso; in queste condizioni il transistor pnp Tr_2 ha l'emettitore tenuto ad una tensione di circa + 6 V e il collettore a 0 V grazie alla chiusura del relé. La corrente di questo collettore si scarica a 0 V attraverso il relé. Alla stessa tensione di 0 V viene tenuta la base del transistor npn Tr_1, il quale ha così la giunzione emettitore base polarizzata inversamente e non conduce.

Quando il magnete viene allontanato dall'ampolla il contatto del relé si apre e scatta l'allarme. La base di Tr_1 va verso i potenziali positivi, perciò Tr_1 comincia a condurre e su R_1 si ha una caduta di tensione che attraverso C_1 viene riportata sulla base di Tr_2. L'applicazione di quest'ultimo segnale porta Tr_2, e di conseguenza anche Tr_1, a condurre meno corrente; la successiva variazione della caduta di tensione su R_1 viene riportata come segnale positivo sulla base di Tr_2 che quindi riprende a condurre corrente con maggiore intensità.

Tutte queste oscillazioni di tensione vengono riportate sul transistor Tr_3 che amplifica i segnali e li invia all'altoparlante.

Montaggio dei componenti

Per individuare i punti di collegamento dei singoli componenti è opportuno riferirsi alla figura 2 che rappresenta la piastra a circuito stampato con tutti i componenti già fissati.

Dopo averne individuato i terminali secondo la figura annessa alla scatola di montaggio, si procede al fissaggio meccanico del transistor Tr_3 (ASZ 18) mediante le due apposite viti con dado. Sul lato conduttore bisogna inserire, prima di avvitare i dadi, due ranelle a denti interni, le quali hanno lo scopo di assicurare un buon contatto elettrico.

Successivamente vanno saldati, con il procedimento descritto all'inizio, tutte le resistenze ed i condensatori, avendo la cautela per questi ultimi di rispettare la disposizione delle polarità.

I terminali dei transistor disposti nei relativi fori indicati con **e** (emettitore), **b** (base), **c** (collettore), vanno saldati per ultimi.

Si possono quindi fissare i cavi di collegamento esterno. I due poli della batteria vanno collegati ai punti A (+) e B (—), chiaramente visibili in figura 2; tra il polo meno della batteria ed il punto B è opportuno inserire un interruttore.

Le coppie di punti C-E e E_1-F vanno collegate tramite ponticelli di filo conduttore.

Tra i punti D e G va collegato l'altoparlante che deve avere impedenza tra 3 ed 8 Ω, potenza all'incirca 1 watt, risposta di frequenza comprendente i 1.000 Hz.

Applicazioni

L'azione del magnete che tiene chiusi i contatti del relé è avvertibile fino a 4-5 mm di distanza, perciò il montaggio deve essere preciso ed accurato. Sullo stipite e sul battente di una porta, sui due battenti di una finestra, conviene inserire l'ampolla del relé ed il magnete in due incavi posti uno di fronte all'altro, in modo che quando la porta o la finestra sono chiuse tra le due parti non corrano più di 4-5 mm; in questi incavi il fissaggio può essere fatto semplicemente con un poco di colla o mediante un pezzetto di nastro adesivo trasparente.

Due avvertenze importanti vanno ben ricordate: i terminali del relé, cui vanno saldati i fili di collegamento, non devono essere piegati per nessun motivo; inoltre nelle immediate vicinanze della posizione scelta non si deve trovare alcun materiale magnetico suscettibile di influenzare il funzionamento del relé.

I due terminali del relé vanno collegati sul circuito stampato nei punti G_1 ed H; il filo di contatto può essere lungo a piacere.

Inoltre c'è la possibilità di collegare in serie più relé dello stesso tipo, controllando così tutti gli accessi ad un appartamento: ingresso, finestre, porta di servizio, ecc...; l'interruzione di uno solo di questi contatti provoca l'immediato scatto dell'allarme. Ultimo vantaggio di questo antifurto è l'alimentazione a batteria che rende il funzionamento indipendente dalla rete luce e da eventuali sue manomissioni.

N.	DESCRIZIONE
1	Resistenza R_1 - 47 Ω
2	Resistenze R_2, R_3 - 100 Ω
1	Resistenza R_4 - 22 kΩ
1	Resistenza R_5 - 47 kΩ
1	Resistenza R_6 - 470 kΩ
1	Condensatore C_1 - 0,22 μF
1	Condensatore C_2 - 100 μF/15 V
1	Transistor Tr_1 - 2N697
1	Transistor Tr_2 - ASY77
1	Transistor Tr_3 - ASZ18
1	Dry reed relé con magnete
1	Circuito stampato
2	Viti 4 MA x 8 con dado
2	Ranelle a denti interni Ø 4,2
4	Viti 3 MA x 15 con dado
4	Ranelle a denti interni Ø 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo 50 cm

Kit completo UK 15 - SM/1005
in confezione « Self-Service »
Prezzo di listino L. 7.400

UN VOLTMETRO F.E.T.

Dopo aver passato brevemente in rassegna l'evoluzione dei voltmetri a transistor ed a valvole, l'articolo descrive la realizzazione pratica di un semplice voltmetro elettronico, ad alta impedenza d'entrata, impiegante un solo transistor ad effetto di campo o F.E.T.

Prima dei diffondersi dei televisori e dei ricevitori a modulazione di frequenza, il voltmetro elettronico era appannaggio di pochi laboratori bene attrezzati.

Poi, la necessità di misurare tensioni, sia continue che alternate, in modo corretto e senza introdurre alterazioni nei circuiti per effetto del carico improprio dovuto alla strumentazione, determinò l'adozione, sempre più generale, del voltmetro elettronico come uno degli strumenti indispensabili, non solo al tecnico, ma anche al radioamatore più evoluto.

Il voltmetro a valvola

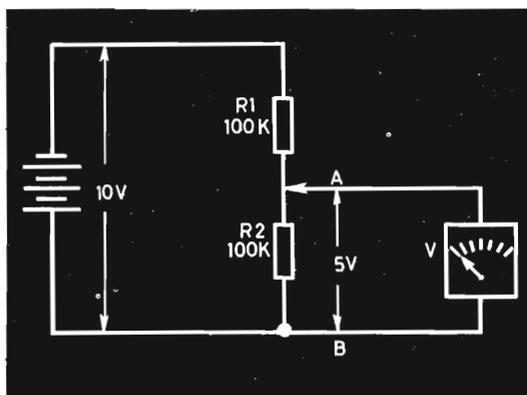
I motivi principali che rendono in molti casi necessario l'uso del voltmetro a valvola sono essenzialmente i seguenti:

1. misura corretta di piccole tensioni in circuiti aventi una elevata resistenza;
2. misura di tensioni alternate anche a radiofrequenza;
3. misura non solo dei valori efficaci delle tensioni alternate, ma anche dei valori da picco a picco.

Per comprendere meglio in cosa consiste, in pratica, il punto 1, è sufficiente osservare la fig. 1. Fra i punti A e B la tensione esistente è di 5 V, ma tentando di misurarla con un comune voltmetro a bassa resistenza interna, si leggerà sullo strumento una tensione che può essere, ad esempio, anche 100 volte più piccola di quella reale.

Ciò avviene, com'è noto, perché la resistenza interna del voltmetro (ad es.: 1000 Ω) viene a trovarsi in parallelo con R2 (nella fig. 1), per cui il partitore di tensione costituito da R1 ed R2, ossia originariamente da 0,1 MΩ + 0,1 MΩ, viene alterato in modo che R2 diminuisce a soli 990,09 Ω. Quindi, la tensione presente ai capi di R2, che era di 5 V per un valore di 0,1 MΩ, si riduce così, secondo il nuovo rapporto assunto dal partitore, a soli 0,099 V.

Con questo esempio, molto elementare, si vede come misurando piccole tensioni con comuni voltmetri si commettono errori così grandi che in pratica la misura risulta impossibile.

Per effettuare misure attendibili non resta, pertanto, che impiegare un voltmetro con elevatissima resistenza interna (dell'ordine di decine di megaohm) che non alteri i potenziali realmente esistenti nei punti di misura. Il voltmetro a valvola è adatto allo scopo, avendo sempre una resistenza interna altissima, quale neppure il miglior tester tradizionale riesce ad avere. Infatti, contro i 10 o 20 milioni di ohm per volt dei primi, stanno i 20-40 mila ohm per volt, al massimo, dei secondi.

La possibilità di misurare tensioni a radiofrequenza, citata al punto 2°, dipende direttamente dall'elevata resistenza interna del VTVM e lo stesso dicasi del punto 3°.

Ad esempio, un analizzatore o tester, anche di per sé ottimo, ha una minore sensibilità sulle portate a corrente alternata rispetto a quelle a corrente continua. Se si tentasse di misurare, ad esempio, la tensione a radiofrequenza dell'oscillatore locale di un ricevitore supereterodina con un comune tester, anche adattato con diodi AF, nella migliore delle ipotesi si leggerebbe una tensione molto inferiore alla reale e molto più spesso qualsiasi lettura, anche errata, sarebbe impossibile perché l'oscillatore, sovraccaricato dal voltmetro, cesserebbe di oscillare del tutto.

Inoltre, alcune operazioni come la taratura di attenuatori, ecc. sono possibili solo col VTVM. Lo stesso dicasi della misura della tensione del CAV, di scansione dei televisori, di onde asimmetriche di forma impulsiva o comunque non sinusoidale, ecc. La moderna elettronica ha reso indispensabile l'uso del VTVM, anche nell'ambito della tecnica più corrente.

Il voltmetro a transistor

Notevoli speranze suscitarono i transistor al loro primo apparire, specie nella versione a punta e contatto, perché si pensava di giungere per successivi perfezionamenti a tipi di transistor, anche con elevata resistenza interna, adatti per costruire voltmetri elettronici. La soluzione è ora venuta per altre vie, con altri tipi di transistor, come meglio vedremo in seguito.

Nei molti anni intercorsi, numerosi sono stati tuttavia i tentativi, anche sfociati in fabbricazioni industriali, di realizzare voltmetri a transistor.

I primi tipi usavano transistor al germanoi, montati quasi sempre a ponte come si usa per il VTVM. Tuttavia le impedenze di entrata che si potevano raggiungere furono molto modeste e tali da mantenersi al disotto del megaohm. Un maggior successo ebbero i voltmetri elettronici impieganti transistor al silicio. In questo campo si sono avute anche notevoli realizzazioni, ad esempio con i transistor al silicio tipo BCZ 11, che hanno permesso di raggiungere una notevole stabilità termica ed una resistenza di entrata che sfiorava il megaohm.

Pur tuttavia, un voltmetro elettronico a transistor, sia al germanio che al silicio, non regge il confronto con un buon voltmetro a valvola. Se un voltmetro a valvola, come abbiamo visto, per certi usi può essere considerato circa 1000 volte migliore di un buon tester, è ancora 10-20 migliore di un voltmetro a transistor.

Quest'ultimo è venuto quindi a collocarsi fra il tester ed il VTVM in una posizione funzionale intermedia. In pratica, i vantaggi offerti dalla soluzione a transistor (facile trasportabilità, funzionamento istantaneo, maggiore compattezza, assenza di effetti nocivi dovuti alla rete luce, ecc.). non hanno fatto superare l'unico, ma grande svantaggio di questi strumenti, che è quello di possedere una resistenza interna troppo bassa per molte applicazioni.

La conseguenza pratica è stata che i

voltmetri a transistor, del tipo precitato, non sono riusciti a soppiantare il vecchio e glorioso voltmetro a valvola.

Il voltmetro F.E.T.

Ciò che non fu possibile ottenere con i transistor normali, anche al silicio, è stato possibile ottenere mediante i nuovi transistor detti da alcuni « unigiunzione » e da altri F.E.T., dalle iniziali di « Field Effect Transistor » che significa: « transistor ad effetto di campo ».

Chi desiderasse ulteriori spiegazioni circa il funzionamento dei F.E.T. può consultare gli articoli che sono stati pubblicati in proposito sui numeri 4-8 di « Selezione Radio-TV 1966 ».

Qui basterà ricordare che il collettore nei F.E.T. viene chiamato « drain » od assorbitore, la base « gate » o porta e l'emettitore « source » o sorgente. Inoltre, gli equivalenti dei tipi PNP e NPN prendono il nome, rispettivamente, di F.E.T. a canale P ed a canale N.

Altri ancora li chiamano TEC, dalle iniziali della frase italiana « Transistor (a) Effetto (di) Campo » e chiamano il «drain» derivatore, la « gate » griglia, lasciando invariata solo la denominazione della « source », sorgente.

I F.E.T. si comportano più come tubi elettronici che non come transistor e pertanto hanno un'impedenza d'entrata elevatissima ed una transconduttanza precisa.

La corrente di perdita in entrata è dell'ordine del millesimo di microampère e ciò permette di avere impedenze d'entrata superiore anche di quella dei tubi a vuoto, permettendo così di realizzare, tra l'altro, dei voltmetri elettronici che sono senz'altro migliori sia dei voltmetri a valvola che a transistor.

Qui di seguito, a titolo esemplificativo, descriviamo un voltmetro F.E.T., da noi realizzato, che offre i seguenti vantaggi:

— stabilità dell'azzeramento su ogni scala, a differenza dei voltmetri a valvola che richiedono frequenti ritocchi e presentano continue, anche se leggere, oscillazioni dello zero;

— deriva trascurabile, sia per effetti termici che per variazioni della tensione di alimentazione;

— strumento portatile e di funzionamento istantaneo, in grado di fornire subito letture esatte senza attendere periodi di tempo per la stabilizzazione;

— nessuna corrente di lancio perturbatore è presente nelle misure in c.a.;

— assenza di disturbi o difficoltà di misura per effetto dei diversi potenziali esistenti fra voltmetro ed apparecchio sotto misura;

— bassissimo consumo totale, inferiore al milliampère;

— impedenza d'entrata elevata.

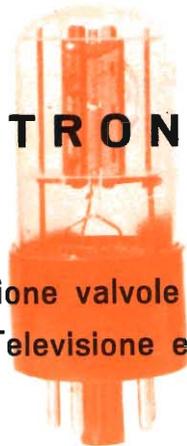
Realizzazione pratica

Lo schema elettrico del voltmetro F.E.T. che abbiamo realizzato è riportato nella fig. 2. Esso impiega il transistor F.E.T. U-417, polarizzato automaticamente in modo che la deriva per effetti termici sia trascurabile.

Il consumo totale è di 0,78 mA max. e l'alimentazione è ottenuta con una batteria miniatura a 9 V. Il potenziometro R14 va regolato solo molto raramente per affinare l'azzeramento dello strumento; il potenziometro semifisso R13 va regolato una volta per tutte in sede di taratura. Il deviatore bipolare S3 consente di passare rapidamente alle misure con polarità invertita, senza necessità di scambiare il collegamento dei puntali. Il commutatore S2 permette di variare le portate dello strumento come segue:

Posizione di S2	Portata a fondo scala (V)
1	0,5
2	1
3	5
4	10
5	50
6	100
7	500
8	1000

MATERIALE OCCORRENTE

Quantità	Simbolo	Descrizione	N. G.B.C.
		Resistenze	
2	R1-R2	10 MΩ ± 1% - 0,5 W	—
1	R2	5,8 MΩ ± 0,5% - 0,5 W	—
1	R4	8 MΩ ± 1% - 0,5 W	—
1	R5	1 MΩ ± 1% - 0,5 W	D/54-2
1	R6	0,8 MΩ ± 1% - 0,5 W	—
1	R7	0,1 MΩ ± 1% - 0,5 W	D/54-2
1	R8	80 kΩ ± 1% - 0,5 W	—
2	R9-R10	10 kΩ ± 1% - 0,5 W	D/54-2
1	R11	2,2 MΩ ± 5% - 0,25 W	D/67
1	R12	3,3 kΩ ± 5% - 0,5 W	D/69
1	R13	potenziometro semifisso 1 kΩ	D/149
1	R14	potenziometro 1 kΩ lineare a filo	D/300-3
1	R15	10 kΩ ± 10% - 0,5 W	D/32
1	R16	1 kΩ ± 10% - 0,5 W	D/32
		Condensatori	
1	C1	47.000 pF/3 kV	D/284-9
1	C2	2000 pF ± 5% - 160 V	B/28
1	C3	10.000 pF ± 5% - 160 V	B/30
1	TR1	U-417	—
1	P1-P2	coppia puntali	G/764
1	CV	0,50 m cavo coassiale UHF	C/3
1	PC	presa pannello e spina per cavo schermato	G/2594-6
1	D1	in sostituzione usare due diodi BY 100 in serie	—
1	S1	interruttore a cursore bipolare a 2 posizioni	G/1153-3
1	S2	commutatore 1 via — 8 posizioni	G/1030
1	S3	deviatore bipolare	G/1112
1	S4	interruttore unipolare	G/1101
1	B	batteria 9 V miniatura	I/762
1	—	clip nichelato per sostegno di B	G/175
1	M	microamperometro 50 μA	T/445
1	—	custodia « Keystone » 134 x 173 x 59 mm	O/946-1
1	—	manopola per R14	F/390
1	—	manopola per S2	F/406

Le scale per le varie portate sia a c.c. che a c.a. coincidono, per cui è sufficiente tracciare un'unica scala sul microamperometro M.

Il commutatore S1 permette di passare dalle misure in c.c. in quelle in c.a. senz'altre manovre od inserzioni di probe. Usando per CV un cavo del tipo per UHF le misure in c.a. si estendono da 20 Hz sino alle più basse radiofrequenze. L'uso di un diodo speciale per D1, capace di sopportare tensioni inverse di 1500 V e con minima capacità permette di fare in molti casi a meno dell'ingombrante probe esterno. L'aspetto esterno dello strumento realizzato è quello riportato nella fig. 3.

La taratura può essere effettuata mediante confronto con un voltmetro elettronico di precisione. Grande importanza hanno le resistenze usate nel partitore di tensione; è infatti anche da esse che dipende la precisione finale dello strumento che può essere resa migliore del 2% su tutte le scale.

Le applicazioni di questo strumento sono numerose e con pochi accessori (es.: probe per misure di tensioni picco a picco ed a VHF, puntale per altissime tensioni) consente di effettuare la misura corretta delle tensioni di ogni tipo che si possono incontrare nella tecnica elettronica.

G.A.U.

AMPLIFICATORI B. F. IN TECNICA INTEGRATA

Nella prima parte dell'articolo ci siamo soffermati sulle generalità costruttive dei circuiti integrati. Ora vengono esaminati in dettaglio, i problemi di progettazione e a conclusione dell'articolo vengono illustrate tutte le caratteristiche di funzionamento.

PARTICOLARITÀ DI PROGETTO E DI COSTRUZIONE

Sul circuito integrato non si può riportare nessun componente meccanicamente variabile (es. potenziometri) e nessuna capacità sufficientemente ampia per impieghi in bassa frequenza. Troppi elementi circuitali esterni contrastarono la metà della realizzazione di un completo amplificatore in tecnica integrata.

I conduttori necessari per gli elementi esterni e i punti di contatto diminuirebbero inoltre la sicurezza di esercizio e aumenterebbero il prezzo.

I tre stadi amplificatori non sono quindi separati l'uno dall'altro attraverso condensatori, bensì sono accoppiati direttamente (fig. 7).

Il collettore del transistore T1 si trova allo stesso potenziale della base del transistore T2 e il collettore del transistore T2 allo stesso potenziale della base del collettore T3. Ciò significa tuttavia che i punti di lavoro dei tre stadi transistorizzati non possono essere più scelti uno indipendente dall'altro (figura 9).

Negli usuali amplificatori, costruiti con componenti sciolti, è possibile aumentare, tramite una resistenza di emettitore, il potenziale di emettitore di uno stadio in modo tale che la base di tale stadio, che concorda con il potenziale di collettore del precedente stadio, stabilisce subito il punto di lavoro desiderato.

Questo principio permette nuova-

mente una libera scelta dei punti di lavoro dei singoli transistori.

Per i circuiti integrati tale procedimento presenterebbe tuttavia degli svantaggi. Le resistenze di emettitore dovrebbero essere circuitate capacitivamente per evitare indesiderate controreazioni in corrente alternata. Questi condensatori potrebbero essere collegati solo dall'esterno.

Con l'aumentare del potenziale di emettitore degli stadi amplificatori successivi, il campo di tensione pilotabile dello stadio finale T3 verrebbe ridotto e quindi diminuirebbe la massima tensione di uscita $U_{a\,max}$ e la massima potenza di uscita P_{max}; e quindi la tensione emettitore-collettore dello stadio finale T3 può essere pilotata al massimo dalla tensione di esercizio U_B fino alla caduta di tensione alla resistenza di emettitore.

STADIO FINALE

Come tensione di esercizio U_B sono ammessi al massimo 7 V, poichè altrimenti si arriverebbe, con pilotaggio completo dello stadio finale, al corto circuito del transistore T3.

La corrente di collettore dello stadio finale non deve superare i 20 mA.

La resistenza di carico in corrente continua R_{L3} = 320 ohm fornisce, alla massima tensione di esercizio di 7 V, una corrente di riposo del collettore inferiore ai 20 mA.

Anche con tensione di esercizio più ridotta tale caratteristica di lavoro statica è ben utilizzabile (fig. 9). Tramite una resistenza in parallelo a R_{L3} tra i punti 5 e 3 è ottenibile anche una caratteristica statica di lavoro più pendente per potenze di uscita massime più elevate.

Con U_b = 4,5 V (attraverso 3 singoli elementi, tale tensione di esercizio è facilmente ottenibile) si ha, con una resistenza esterna R_L = 500 ohm, una ottima caratteristica dinamica di lavoro (in fig. 9 è segnata tratteggiata), se si pone il punto di lavoro ad una corrente di collettore di ca. 9 mA.

Nel primo e nel secondo stadio di amplificazione deve essere raggiunta una elevata amplificazione di tensione alternata. A tale proposito sono opportune elevate resistenze dinamiche di carico R_{L1} e R_{L2}. Le due correnti di collettore I_{C1} e I_{C2} degli stadi transistorizzati T_1 e T_2 non dovrebbero tuttavia essere scelte troppo piccole, poiché altrimenti l'amplificazione di corrente in aumento di corto circuito h_{21e} scende e la resistenza di ingresso di corto circuito h_{11e} aumenta. Entrambi i 2 fenomeni si verificano tuttavia riducendo l'amplificazione di tensione

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-h_{21}\,R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}$$

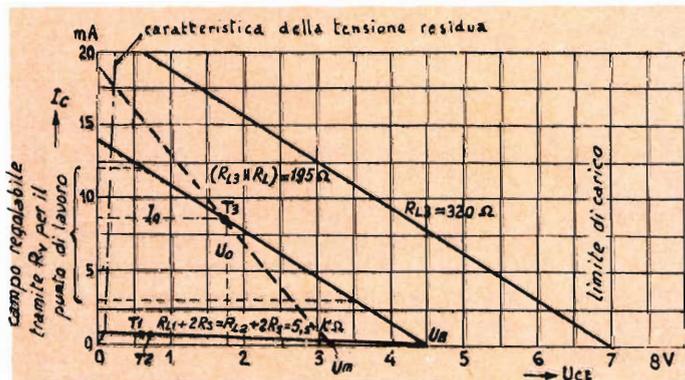



Fig. 9 - Caratteristiche di uscita dell'amplificatore TAA 111.

di uno stadio transistorizzato (R_L = resistenza di carico, $h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$; per chiarire il parametro h vedere le caratteristiche dei semiconduttori Siemens catalogo 1966).

Le resistenze di carico in corrente alternata dei primi due stadi di amplificazione sono quindi ognuna di 3,5 kΩ.

Indipendentemente dalla scelta del punto di lavoro dello stadio di amplificazione T3 e dalla tensione di alimentazione U_B, cade ai 3 transistori al silicio, una tensione continua base-emettitore U_{BE} di ca. 0,6 V.

A causa dell'accoppiamento diretto si ha tuttavia $U_{BE3} = U_{CE2}$ e $U_{BE2} = U_{CE1}$, cosicché i punti di lavoro dei primi due stadi T1 e T2 sono determinati dalla resistenza di carico in corrente continua data.

Calcolo delle correnti di carico in corrente continua I_{L1} e I_{L2} dei due stadi transistorizzati T_1 e T_2:

$$U_{CE1} + I_{L1} + R_{L1} + (I_{L1} + I_{L2}) R_S = U_B$$

$$U_{CE2} + I_{L2} + R_{L2} + (I_{L1} + I_{L2}) R_S = U_B$$

da queste due equivalenze segue

$$I_{L1} = \frac{R_S (U_{CE2} - U_{CE1}) + R_{L2} (U_B - U_{CE1})}{R_{L1} R_{L2} + R_S (R_{L1} + R_{L2})}$$

$$I_{L2} = \frac{R_S (U_{CE1} - U_{CE2}) + R_{L1} (U_B - U_{CE2})}{R_{L1} R_{L2} + R_S (R_{L1} + R_{L2})}$$

poiché $R_{L1} = R_{L2}$ si semplificano tali equivalenze in:

$$I_{L1} = \frac{R_S (U_{CE2} - U_{CE1}) + R_{Lo} (U_B - U_{CE1})}{R_{Lo} (R_{Lo} + 2R_S)}$$

R_{Lo} stà per R_{L1} e R_{L2})

$$I_{L2} = \frac{R_S (U_{CE1} - U_{CE2}) + R_{Lo} (U_B - U_{CE2})}{R_{Lo} (R_{Lo} + 2R_S)}$$

Le due tensioni emettitore base U_{BE3} e U_{BE2} sono all'incirca uguali. Quindi è anche $U_{CE2} \approx U_{CE1}$. Ciò fornisce approssimativamente

$$I_{L1} \approx I_{L2} \approx \frac{U_B - U_{BE}}{R_{Lo} + 2R_S} \quad (1)$$

Se si tiene presente che la corrente di carico $I_{L1} \approx 0{,}7$ mA (con $U_B = 4{,}5$ V;

$U_{BE} = 0{,}6$ V) è molto più grande di I_{B2} ($\approx 5\,\mu$A) e di I_{B3} (minore di 40 μA) si ha quindi: $I_{L1} \approx I_{C1}$ e $I_{L2} \approx I_{C2}$.

Questi due punti di lavoro sono riportati sulla caratteristica di lavoro $R_{Lo} + 2R_S = 5{,}5$ Kohm in figura 9. Per tutti e tre i transistori venne quindi utilizzato lo stesso campo $I_C - U_{CE}$.

TARATURA E STABILIZZAZIONE IN CORRENTE CONTINUA

I punti di lavoro dei tre stadi di amplificazione vengono insieme stabilizzati tramite la corrente di base I_{B1} del primo stadio di amplificazione T1. Tale corrente I_{B1} viene prelevata attraverso una controreazione in corrente continua formata da $R_1 + R_V$ al collettore dello stadio finale T3.

Calcolo della condizione di equilibrio della controreazione in corrente continua:

Corrente di collettore di T1:

$$I_{C1} = I_{B1} B_1$$

Corrente di collettore di T2:

$$I_{C2} = I_{B2} B_2 = (I_{L1} - I_{C1}) B_2 =$$

$$= I_{L1} B_2 - I_{B1} B_1 B_2$$

(le amplificazioni statiche di corrente B_1, B_2 e B_3 dei transistori, T1, T2 e T3 sono circa 200. Le correnti di carico I_{L1} e I_{L2} dei transistori T1 e T2 sono dipendenti solo dalla tensione di alimentazione — quindi costanti — come venne indicato nel precedente paragrafo).

Corrente di collettore di T3:

$$I_{C3} = I_{B3} B_3 = (I_{L2} - I_{C2}) B_3 =$$

$$= I_{L2} B_3 - I_{L1} B_2 B_3 + I_{B1} B_1 B_2 B_3$$

Un aumento di I_{B1} provoca un aumento di I_{C3}. Tale formula per I_{C3} determina unitamente alla formula della controreazione

$$U_B - R_{L3} I_{C3} - U_{BE1} = I_{B1} (R_V + R_L)$$

$$(U_{BE1} = 0{,}6 \text{ V} = \text{costante})$$

la condizione di equilibrio.

Da ciò sono calcolabili I_{B1} e I_{C3}. Eliminando I_{B1} si ottiene dalle due equivalenze le condizioni di equilibrio

$$R_V + R_1 = B_1 B_2 B_3 \frac{U_B - U_{BE1} - I_{C3} R_{L3}}{I_{C3} + B_3 (I_{L1} B_2 - I_{L2})}$$

In tale equivalenza I_{L2} è ancora trascurabile nei confronti di $I_{L1}B_2$ e I_{C3}, cosicchè la condizione di equilibrio si semplifica in:

$$R_V + R_1 \approx B_1 \frac{U_B - U_{BE1} - I_{C3} R_{L3}}{I_{L1}} \quad (2)$$

Da questa equivalenza si ricava che la condizione di equilibrio è dipendente solo dall'amplificazione statica di corrente B_1 del primo transistore T_1.

Per il punto di lavoro qui utilizzato di T3 (I_{C3}=8,5 mA) si ha con U_B=4,5 V, secondo la formula (1) una corrente di carico del primo stadio I_{L1}=0,7 mA; U_{BE1} è 0,6 V e si ottiene 250 per B_1:

Con tali valori si ottiene, dalla formula (2) $R_V + R_1 \approx 0{,}42$ Mohm.

Sebbene tale valore dipenda solamente un poco dalla tensione di alimentazione, poichè un aumento di U_B fa aumentare I_{L1} ed I_{C3}, si necessita nei circuiti di impiego un potenziometro di regolazione per R_V, poichè le dispersioni caratteristiche di amplificazione statica di corrente B_1 possono essere notevoli nei transistori al silicio. La resistenza di taratura $R_1 + R_V$ è, per motivi chiariti nel paragrafo relativo al comportamento in corrente alternata, ripartiti in T_1 = 12 Kohm e nel potenziometro R_V.

La corrente continua di base I_{B1} del primo stadio diventa sotto tali condizioni:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{B_1} \approx \frac{I_{L1}}{B_1} = \frac{0{,}7 \text{ mA}}{250} \approx = 3 \mu\text{A}$$

La corrente di collettore I_{C3} del terzo stadio può essere determinata dalla formula (2) utilizzando la formula (1)

$$I_{C3} \frac{U_B - U_{BE1}}{R_{L3}} \cdot \left(1 - \frac{R_V + R_1}{(R_{Lo} + 2R_S) B_1}\right) \quad (3)$$

Utilizzando i valori U_{BE1} = 0,6 V, U_B = 4,5 V e $B_1 \approx 250$, si può stabilire I_{C3} ,con il potenziometro R_V da 1 Mohm, tra 12 mM e 3,2 mA (fig. 9). Con valori superiori di B_1 il campo di regolazione per I_C diventa più piccolo, con valori inferiori di B_1 aumenta.

Il campo di regolazione aumenta anche con l'impiego di un potenziometro di elevato valore ohmico R_V. Con B_1=180 si poteva (con R_V=1 Mohm) ridurre I_{C3} indipendentemente dalla tensione di alimentazione U_B, poichè quindi si veniva raggiunto

$$\frac{R_V + R_1}{(_{Lo} + 2R_S) B_1} = 1$$

Dalla formula (3) si ottiene nei punti di lavoro scelti in questo esempio $\Delta I_{C3}/I_{C3} \approx = 0{,}5 \Delta R_V/R_V$. Una variazione del 2% di R_V porta una variazione dell'1% di I_{C3}.

Con ciò è possibile una buona regolazione di I_{C3}.

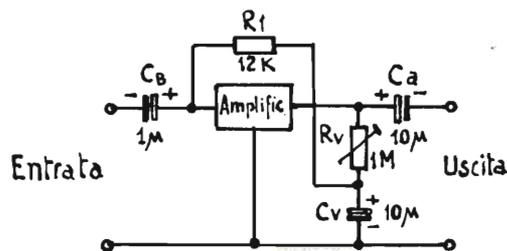



Fig. 10 - Schema equivalente a corrente alternata della controreazione sulla regolazione del punto di lavoro.

COMPORTAMENTO IN CORRENTE ALTERNATA

La controreazione necessaria per la stabilizzazione in corrente continua con R_1 e R_V viene resa inefficace, nel campo di riproduzione dell'amplificatore, tramite il condensatore C_V (fig. 10). La sua capacità deve essere grande in modo tale che la riproduzione di amplificazione di tensione provocata da tale controreazione e dalle capacità di ingresso e di uscita C_e e C_a, si presenti sempre al disotto della banda di riproduzione in bassa frequenza e l'amplificatore non tenda ad oscillare.

Il condensatore C_V può pertanto anche non avere una grossa resistenza di dissipazione in serie.

Il condensatore C_s disaccoppia i due stadi di amplificazione T1 e T2, che altrimenti avrebbero attraverso R_s un percorso comune di corrente di collettore, e provoca un filtraggio della tensione di alimentazione U_B.

Inoltre viene con ciò garantita la stabilità del circuito indipendentemente dalla resistenza interna della sorgente di tensione di alimentazione.

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE

La fig. 11 mostra l'andamento in frequenza dell'amplificatore oltre i 500 Hz.

Per la forma della curva di frequenza, all'estremità inferiore di banda, sono determinanti i condensatori e le resistenze collegate dall'esterno.

In tale banda è possibile perciò variare l'andamento della curva. La caduta di amplificazione di tensione alle alte frequenze (la frequenza limite 3dB giace a 150 KHz) dipende invece dai transistori dell'amplificatore integrato, la cui frequenza limite viene raggiunta.

L'impedenza di ingresso dell'amplificatore integrato è di circa 8 Kohm.

L'impedenza di uscita è all'incirca R_{L3} = 320 ohm.

Con l'impedenza di carico R_L = 500 ohm, non si è distanti dall'adattamento. Con un disadattamento di $R_{L3} : R_L = 1 : 2$ diminuisce la potenza di uscita sempre di 8/9, mentre la tensione di uscita aumenta contrariamente di 4/3 del valore ottenuto con adattamento.

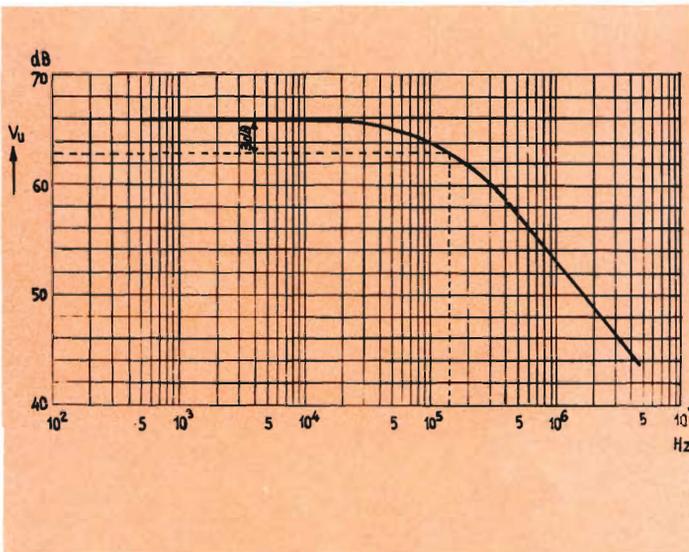



Fig. 11 - Curva di risposta in frequenza, relativa alle alte frequenze.

L'amplificazione di tensione V_u dell'amplificatore è eccezionalmente poco dipendente della temperatura ambiente (fig. 12). Questo è importantissimo, poichè il materiale semiconduttore dell'amplificatore integrato ha un relativamente elevato coefficiente di temperatura. Gli effetti di dipendenza dalla temperatura delle resistenze di collettore del primo e secondo stadio e le tensioni emettitore-base dei due successivi transistori tuttavia si compensano.

L'amplificazione di tensione dipende dalla resistenza di carico R_L.

La misura (fig. 13) e il calcolo forniscono un aumento di amplificazione di circa 3 dB, se invece della resistenza di carico di 500 ohm se ne utilizza una da 5 Kohm.

Un valore limite di amplificazione di tensione (per $R_L \rightarrow \infty$ con $V_{u\infty} \approx 78$ dB) non può essere superato.

L'amplificazione di tensione diventa sempre dipendente dalla tensione di esercizio U_B quando questa è inferiore a 3 V.

Un funzionamento accettabile dell'amplificatore è possibile fino a $U_B = 1,1$ V (fig. 13).

Con $U_B = 0,7$ V l'amplificatore non lavora più, poichè la tensione emettitore-base di ca. 0,6 V richiesta dai transistori al silicio non è più ottenibile.

Il valore efficace della massima tensione alternata di uscita $U_{a\,max}$ mostra, contrariamente all'andamento in temperatura dell'amplificazione di tensione V_u, un massimo ad una temperatura $T_u \approx 20$ °C (fig. 12). A 20 °C il punto di lavoro del transistore T3 è simmetrico. Con variazioni di temperatura, il punto di lavoro viene spostato sulla curva di esercizio statico, cosicchè la ampiezza di segnali più grandi viene limitata da un lato.

Durante la misura di V_u, T3 non viene completamente pilotato, cosicchè lo slittamento del punto di lavoro ha poca influenza sull'amplificazione.

Con resistenza di carico R_L in diminuzione, scende anche $U_{a\,max}$, poichè la caratteristica dinamica di funzionamento è più pendente e il transistore T3 non viene più pilotato fino alla tensione di esercizio U_B (fig. 14). In assenza di carico ($R_L \longrightarrow \infty$) il transistore T3 viene fatto lavorare sulla caratteristica $R_{L3} = 320$ ohm riportata in figura 9.

Trascurando la tenzione residua, il valore limite della tensione alternata

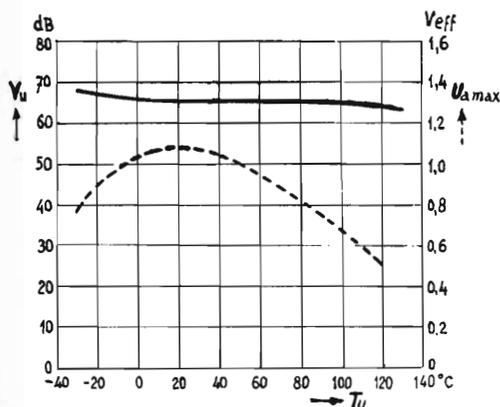



Fig. 12 - Andamento con la temperatura del guadagno di tensione V_{ue} della tensione massima di uscita $U_{a\,max}$, con $R_L = 500\Omega$ e $U_B = 4,5$V.

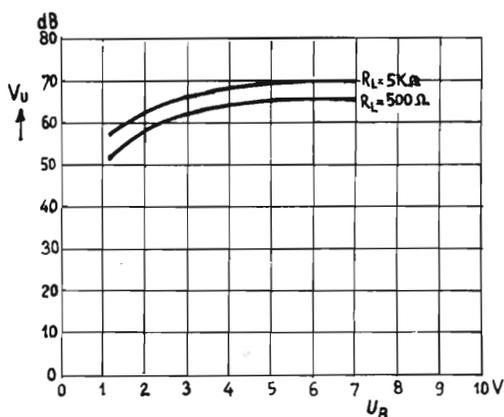



Fig. 13 - Dipendenza del guadagno V_u dalla tensione di alimentazione U_B, con R_L come parametro.

di uscita può raggiungere al massimo $\frac{U_B}{2}$ se il punto di lavoro giace a

$$U_o = \frac{U_b}{2}.$$

Se il transistore T3 viene caricato con R_L, viene smorzata la caratteristica di pilotaggio ($R_{L3} \| R_L$ in fig. 9).

Se il punto di lavoro giace a $U_B/2$, il valore di cresta della tensione alternata di uscita è

$$U_m - U_o = \frac{U_B}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{L3}}$$

Il transistore T3 non viene quindi più pilotato fino alla tensione residua. Se si pone il punto di lavoro un poco sotto $U_B/2$, il transistore T3, nonostante la tensione residua, viene ulteriormente pilotato, fino a valori non troppo elevati di R_L, secondo la formula

$$U_{a\ max} \frac{U_B}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{L3}} \qquad (4)$$

La fig. 15 mostra la massima tensione alternata di uscita $U_{a\ max}$, misurata a diversi fattori di distorsione, in funzione della tensione di esercizio U_B, a qualsiasi taratura ottimale del punto di lavoro.

La fig. 16 mostra il fattore di distorsione K in funzione della tensione di uscita U_a con $U_B = 4{,}5$ V. Con $U_a = 1{,}15$ V, il fattore di distorsione rimane con sicurezza sotto il 3%. Con $U_a = 1{,}15$ V, il fattore di distorsione sale così fortemente, che si può parlare di una limitazione del segnale di uscita.

Tramite le misure fu stabilito il punto di lavoro del 3° stadio in modo tale che il fattore di distorsione per $U_a = 1$ V avesse il valore più piccolo possibile.

La potenza massima P_{max} disponibile alla resistenza di carico R_L è, in condizioni simmetrica del punto di lavoro di T3, circa

$$P_{max} = \frac{U_B^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_{L3} + R_L)\, 2} \qquad (5)$$

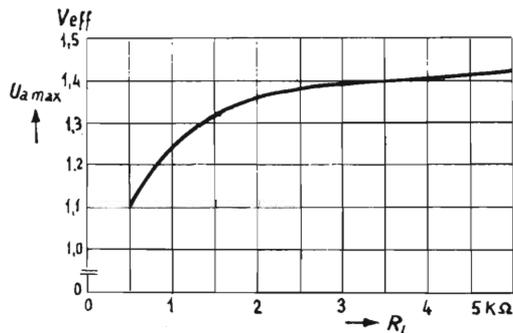



Fig. 14 - Dipendenza della massima tensione di uscita $U_{a\ max}$ dalla resistenza di carico R_L.

Con adattamento di potenza $R_{L3} = R_L$ si ha

$$P_{max} = \frac{U_B^2}{32\, R_L} \qquad (6)$$

Poichè la tensione di esercizio U_B è $\leqq 7$ V e la corrente di collettore deve rimanere $I_{C3} \leqq I_{C3\ max}$ (al massimo 50 mA), alle formule (5) e (6) deve essere posta la condizione $R_{L3} > \frac{U_B}{I_{C3\ max}}$.

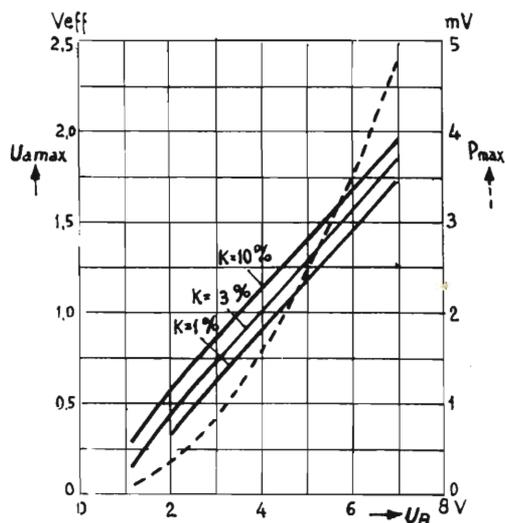



Fig. 15 - Relazione tra $U_{a\ max}$ e U_B (linee piene) misurata con $R_L = 500\ \Omega$ e fattore di distorsione K = 1%, 3%, 5%; e relazione tra la massima potenza d'uscita P_{max} e U_B (linea tratteggiata) calcolata per $R_L = 320\ \Omega$.

Con l'amplificatore TAA 111 è $R_L =$ $= 320$ ohm e pertanto tale condizione viene soddisfatta.

Con $U_B = 7$ V deve quindi essere ottenuta secondo la formula (6) una potenza su a R_L di 4,8 mW. La fig. 17 mostra l'andamento in frequenza della figura di rumore F dell'amplificatore, misurata con $U_B = 4,5$ V, $I_{ges} = 9$ mA ed $R_g = 1$ ohm. Un rimarchevole aumento del rumore, provocato da una ridotta amplificazione del primo stadio, è da stabilirsi sempre alle frequenze superiori ai 500 KHz.

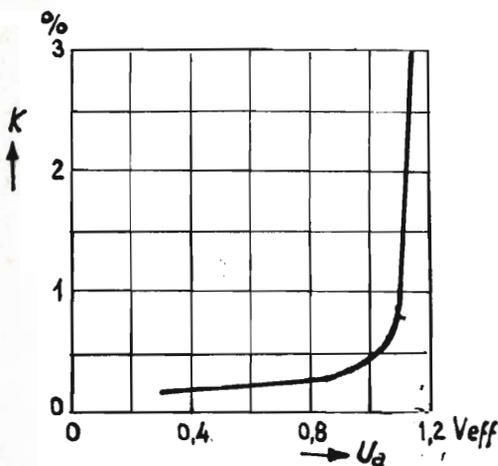



Fig. 16 - Dipendenza del fattore di distorsione K dalla tensione di uscita U_a.

POSSIBILITÀ DI IMPIEGO DELL'AMPLIFICATORE TAA 111

L'amplificatore è particolarmente adatto, grazie alle sue ridotte dimensioni e alle sue proprietà elettriche, alle apparecchiature a batteria con costruzione compatta.

Poichè l'andamento di frequenza dell'amplificatore è modificabile da una controreazione « soprattutto » dipende dalla frequenza e l'ampiezza di banda dell'amplificatore è molto ampia, si ha un ampio campo di possibilità di inserzione in apparecchiature acustiche e in piccolissimi registratori a nastro.

Esso è adatto come preamplificatore BF in radio-ricevitori portatili, in preamplificatori microfonici e in auricolari telefonici.

Anche nel campo delle onde medie si hanno possibilità di impiego, poichè l'amplificazione di tensione rimane molto ampia sopra 1 MHz.

Le diverse esecuzioni permettono molte variazioni circuitali.

L'elevato grado di affidamento dell'amplificatore integrato ne permette anche l'inserzione in apparecchiature professionali.

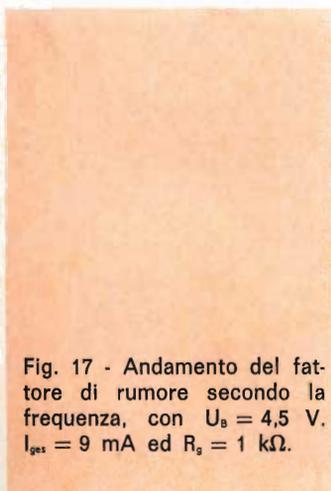
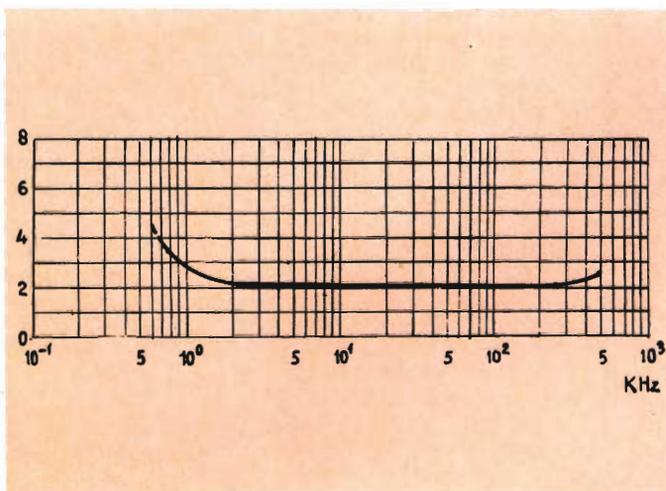



Fig. 17 - Andamento del fattore di rumore secondo la frequenza, con $U_B = 4,5$ V. $I_{ges} = 9$ mA ed $R_g = 1$ kΩ.

DATI DI ESERCIZIO DELL'AMPLIFICATORE TAA 111

Dati limite			
Tensione di esercizio	U_B	7	V.
Temperatura di esercizio	T	0 ÷ 70	°C
Temperatura della giunzione	T_j	150	°C
Temperatura di immagazzinaggio	T_s	— 30 ÷ 150	°C
Dissipazione totale con T_U = 45 °C	P_{tot}	350	mW
Resistenza termica			
Sistema-aria	R_{thU}	≦ 300	grd/W
Dati caratteristici (T_U = 25 °C)			
Riferiti al circuito dato (fig. 7)			
Amplificazione di tensione	V_u	65 (≧ 62)	dB
Assorbimento di corrente (U_B = 4,5 V)	I_{ges}	10 (< 16)	mA
Assorbimento di corrente (U_B = 7 V)	I_{ges}	17 (< 30)	mA
Fattore di distorsione			
(U_{eff} = 1; R_L = 500 ohm)	K	1 (< 3)	%
Impedenza di ingresso	R_e	≧ 3	kΩ
Frequenza limite inferiore (— 3 dB)	f_u	80	Hz
Frequenza limite superiore (— 3 dB)	f_o	150	kHz

Il problema della pesatura degli assi o del carico totale degli autocarri o degli autoveicoli in genere è stato recentemente risolto dalla piattaforma di pesatura elettronica trasportabile Philips. Questa bilancia elettronica ha la particolarità di avere dimensioni estremamente ridotte e basso peso e pertanto può essere facilmente spostata da un luogo all'altro rendendo possibile la determinazione del carico (assiale o totale) nel luogo ove tale determinazione risulta più conveniente.

Ogni ruota dell'automezzo può essere pesata individualmente mentre il peso totale del veicolo può essere determinato usando una combinazione di quattro o sei piattaforme (a seconda del tipo di veicolo) collegate con un unico strumento indicatore.

L'uso di queste piattaforme trasportabili permette di raggiungere, per ogni autocarro, il carico optimum, incrementando largamente la vita del veicolo e dei pneumatici e di conseguenza riducendo il costo di manutenzione.

Permette inoltre di stabilire la relazione più economica esistente tra il tempo di caricamento, il carico dell'autocarro e il tempo di trasporto.

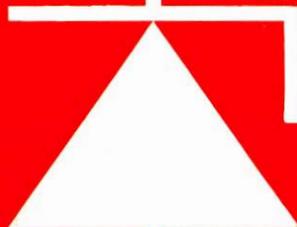
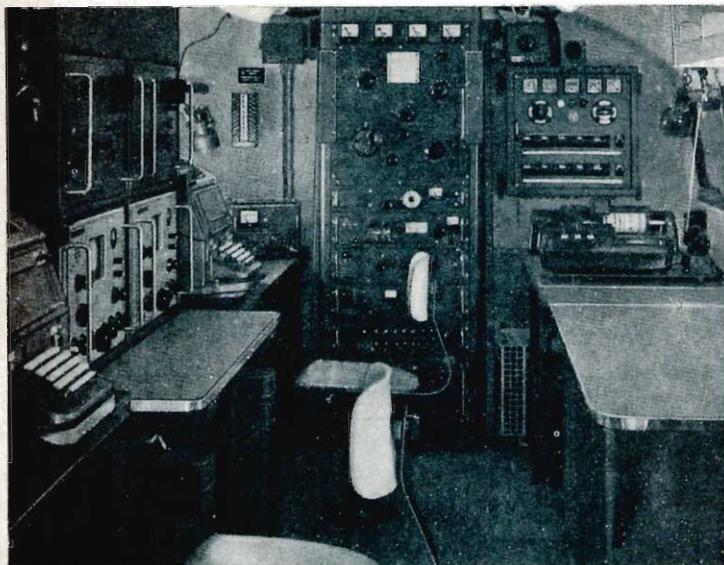
Per di più la piattaforma non obbliga a nessun costo addizionale solitamente non trascurabile, per le fondazioni in quanto, proprio perchè basata sul sistema a celle di carico, ha una altezza di soli 16 cm.

Progettata originariamente per la pesatura di autocarri, essa può essere impiegata anche per molti altri usi quali la pesatura di pezzi di fusione, di trasformatori, di merci, ecc.

Le caratteristiche tecniche sono le seguenti: il massimo carico ammesso per piattaforma è di 10.000 kg, determinato attraverso due celle di carico estensimetriche.

La struttura esterna è formata da una fusione di alluminio con incorporate maniglie e ruote per il trasporto.

Le dimensioni sono: larghezza cm. 50, lunghezza cm. 58; il peso è di 100 kg.

Ogni piattaforma comprende inoltre 10 m di cavo per il collegamento con l'indicatore.

L'ANNUNCIATORE
DI LIETE NOTIZIE
SI RALLEGRA
DELLA BUONA SORTE
CHE LO RENDE STRUMENTO
DELL' ALTRUI SODDISFAZIONE
PERCIO' OGGI LA G.B.C.
ANNUNCIA CON VERO PIACERE
L' USCITA DEL PRIMO VOLUME
DEL CATALOGO ILLUSTRATO 1968
L' OPERA PIU' ATTESA
DAI TECNICI
CHE FANNO TESORO
DELL' ESPERIENZA G.B.C.
QUALE LINFA PROPIZIA
ALLA QUALITA' AL PERFEZIONAMENTO
ALLO SVOLGIMENTO REGOLARE
E PROFICUO DEL LORO
QUOTIDIANO LAVORO

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

Prenderemo in esame in primo luogo le definizioni che sono state usate normalmente nei servizi professionali, e che naturalmente interessano in modo particolare i radioamatori i quali, sull'argomento, potranno schiarirsi maggiormente le idee, riservandoci in seguito di ampliare l'argomento estendendolo all'esame del codice RST.

INTENSITÀ DEI SEGNALI

Nei rapporti ufficiali l'**intensità dei segnali** in ricezione viene indicata normalmente in dB sopra 1 microvolt/metro, secondo la seguente scala:

5 Eccellente	maggiore di + 60 dB (+ di 1.000 μV/m)
4 Buona	maggiore di + 45 dB minore di + 60 dB (180 - 1.000 μV/m)
3 Debole	maggiore di + 30 dB minore di + 45 dB (30 - 180 μV/m)
2 Cattiva	maggiore di + 15 dB minore di + 30 dB (5 - 30 μV/m)
1 Appena udibile	minore di + 15 dB

Il livello dell'intensità del segnale ricevuto può anche essere segnalato riferendosi direttamente all'intensità del campo espresso in volt, millivolt o microvolt per metro e, talvolta, all'intensità espressa in watt o microwatt per metro quadrato.

Le suddette unità possono essere altresì espresse in dB riferite ad un dato valore conosciuto, ad esempio in dB sopra, o sotto, 1 microvolt (dB su 1 μV/m) o in dB sopra o sotto 1 milliwatt (dBm) o 1 watt (dBW).

Frequentemente i ricevitori professionali, compresi quelli destinati ai radioamatori, sono tarati in unità « S » da 1 a 9 con un'ulteriore indicazione da +5 a + 40 dB sopra l'S9.

Questa indicazione deve essere riferita ad un dato livello d'ingresso che varia da ricevitore a ricevitore. In linea di massima l'intervallo fra ogni valore (S1, S2, S3, ..., S9) è dell'ordine di 5 o 6 dB, per l'S9 tarato con un segnale d'ingresso di 50 microvolt.

Naturalmente tale indicazione è piuttosto soggettiva variando in relazione al tipo di antenna usata, alla frequenza della stazione sotto controllo e ad altri fattori, comunque essa è sufficiente per esprimere la valutazione dell'intensità di ricezione di una o più stazioni, nella località in cui si trova il ricevitore.

Taluni ricevitori dispongono infine di uno strumento tarato secondo una scala arbitraria da 0 a 500, da 0 a 100 o da 0 a 200 che indica la corrente di rivelazione.

Anche questo dato consente grosso modo di valutare, specie nel confronto con altre stazioni, l'intensità di ricezione di una stazione.

INTERFERENZE

Il grado di interferenza provocato da una o più stazioni ad un'altra stazione che si desidera ricevere, è generalmente misurato in dB riferiti ad una dato livello di un segnale audio. Esso generalmente viene apprezzato ad orecchio secondo la seguente scala:

5 Nullo	minore di — 40 dB sotto il segnale audio di riferimento
4 Leggero	fra —30 dB e —40 dB sotto il segnale audio di riferimento
3 Moderato	fra —20 dB e —30 dB sotto il segnale audio di riferimento
2 Forte	fra —10 dB e —20 dB sotto il segnale audio di riferimento
1 Fortissimo	maggiore di — 10 dB sotto il segnale audio di riferimento.

I tipi più comuni di interferenze, dovuti a cause esterne al ricevitore, sono i seguenti:

a) battimento di frequenza udibile dipendente da due stazioni che lavorano su frequenze quasi uguali, con differenza massima di 5 kHz;

b) interferenza di modulazione di stazioni che lavorano esattamente sulla stessa frequenza e che danno luogo ad interferenza di modulazione (caso raro dato che in tali condizioni deve esistere un battimento assolutamente nullo che si può riscontrare esclusivamente sulle stazioni di radiodiffusione aventi elevata stabilità);

c) sprazzi di modulazione dovuti a stazioni che trasmettono sui canali adiacenti, le quali pur non provocando una interferenza vera e propria, modulano così profondamente da disturbare la emissione ricevuta;

d) disturbi intenzionali (jamming) provocati da stazioni le quali irradiano con lo scopo di rendere inintelleggibile una data emissione. Generalmente si tratta di emissioni a banda larga udibili in più canali;

e) interferenze provocate da frequenze armoniche di stazioni radio, che in tal caso presentano le stesse caratteristiche del punto **a**);

f) interferenze di emissioni a banda piuttosto larga che trasmettono in telegrafia, fac-simile, forni e altri dispositivi a radio frequenza ecc.

Dovendo effettuare la segnalazione di una stazione che disturba un'altra emissione è indispensabile indicare le seguenti caratteristiche:

1) Se possibile il nome o il nominativo della stazione o comunque qualsiasi altro dato atto a consentirne la identificazione.

2) Mancando i dati di cui sopra indicare, se possibile, il rilevamento vero rispetto alla stazione che effettua la segnalazione.

3) L'ora di emissione, il carattere della stessa ed il grado di interferenza provocato.

DISTURBI DI PROPAGAZIONE
(Propagation disturbance)

In taluni codici anziché l'evanescenza (fading) è preso in considerazione il disturbo alla propagazione, il cui giudizio, estremamente difficile, è legato strettamente all'esperienza acquisita dall'operatore nei radiocollegamenti che effettua normalmente.

Tale valutazione è difficile da definire per il fatto che essa dipende dalla latitudine della stazione ricevente da quella della stazione trasmittente, dalla sua prossimità a zone di turbolenza ionosferica e dalla direzione del «path».

I disturbi alla propagazione possono avere carattere temporaneo, sporadico, giornaliero, annuale, ecc., oltre naturalmente, le solite variazioni che si riscontrano regolarmente al passaggio dal giorno alla notte, e viceversa, e quelle stagionali.

Il codice usato è il seguente:

5 Nulla	propagazione normale
4 Leggera	variazioni stagionali
3 Moderata	segnali con intensità ridotta, evanescenti
2 Forte	segnali deboli con evanescenze anormali
1 Fortissima	ricezione ionosferica impossibile.

È il caso di precisare che in linea di massima i disturbi che si notano nella propagazione sono di due generi:

1) Disturbi di natura ionosferica, che generalmente sono legati a fluttuazioni magnetiche che possono essere presenti sia di giorno che di notte, ma che frequentemente presentano la massima intensità durante la notte e l'alba.

Essi sono, quasi sempre, la causa di un notevole affievolimento dei segnali provenienti dagli strati ionosferici che possono anche sparire del tutto.

Frequentemente i segnali delle stazioni che lavorano su frequenze prossime alla massima frequenza usabile (**MUF**, maximum usable frequency) non sono utilizzabili e le comunicazioni possono essere scambiate soltanto tramite l'uso di frequenze più basse.

In quei casi in cui il disturbo di propagazione sia molto intenso, tutta la gamma delle onde corte può diventare inutilizzabile.

Il valore della **LUF** (Lowest Usable Frequency — frequenza più bassa utilizzabile) aumenta generalmente con l'aumentare del disturbo di propagazione, con la conseguenza che la gamma di frequenze a disposizione per effettuare radio collegamenti a distanza si restringe notevolmente.

Quando la **LUF** raggiunge lo stesso valore della MUF le comunicazioni su onde corte risultano impossibili.

Le frequenze più basse sono soggette a notevoli azioni di disturbo specialmente nel caso in cui la **MUF** vari rapidamente.

2) I disturbi di propagazione improvvisi, noti con il termine anglo-sassone di **SID's** (sudden ionospheric disturbance), si manifestano con la scomparsa per brevi periodi di tempo dei segnali radio su talune zone della superficie terrestre che siano illuminate dal sole. Essi possono manifestarsi su qualsiasi frequenza e sono dovuti a delle irregolarità della luce solare che fanno sentire la loro influenza sulla ionosfera circa otto minuti dopo che nella superficie solare si sono avute le esplosioni solari che le hanno provocate.

Probabilmente il fenomeno è dovuto ad un rapido aumento della ionizzazione dello strato «**D**» che assorbe quelle frequenze che normalmente lo attraversano per essere riflettute dagli strati superiori.

Nelle latitudini nordiche la riflessione negli strati ionosferici delle onde elettromagnetiche si può alterare in presenza di tempeste magnetiche o ionosferiche. In tal caso i segnali che normalmente giungono forti, sono affetti da evanescenze molto rapide e profonde.

Il CENTRAL RADIO PROPAGATION LABORATORY (CRPL) usa per classificare questo fenomeno, noto con il nome di «**Fade-out**», cioè diminuzione dei segnali, il seguente codice:

S - SWF	Fade-out improvviso che si ristabilisce in modo graduale
low S - SWF	Fade-out della durata compresa fra 5 e 15 minuti e che si ristabilisce gradualmente
G - SWF	Disturbi irregolari con successivi Fade-out e ritorni alla normalità.

RUMORE DI FONDO - DISTURBO

(Noise)

Il cosiddetto «rumore» che è definito nei vari codici, generalmente con la lettera «**N**» è valutato con una scala uguale a quella adottata per le interferenze, e naturalmente si riferisce ad un segnale di riferimento di uscita audio.

5 Nullo	meno di — 40 dB sotto il livello audio di riferimento
4 Debole	fra —30 dB e —40 dB sotto il livello audio di riferimento
3 Moderato	fra —20 dB e —30 dB sotto il livello audio di riferimento
2 Forte	fra —10 dB e —20 dB sotto il livello audio di riferimento
1 Fortissimo	maggiore di — 10 dB sotto il livello audio di riferimento.

Il rumore di fòndo può essere provocato da molteplici cause, delle quali indichiamo le principali:

a) dalla costituzione del ricevitore e specialmente dalle valvole ed in tal caso esso non può essere preso in considerazione, salvo che per motivi particolari. In tal caso la causa del rumore dovrà essere specificata chiaramente;

b) da disturbi locali prodotti dall'impianto di accensione di motori a scoppio, compresi quelli dei motoscafi, automezzi o simili, dalle spazzole dei generatori o motori elettrici, da linee ad alta tensione, da impianti per l'accensione di tubi fluorescenti ecc.;

c) da particolari condizioni atmosferiche, che saranno illustrate nel paragrafo dedicato agli agenti atmosferici, e che possono avere carattere di continuità o di saltuarità;

d) da disturbi extra terrestri di natura solare, galattica o cosmica. I disturbi galattici presentano delle caratteristiche facilmente confondibili con quelli provocati dai disturbi termici propri degli amplificatori di bassa frequenza a valvola, ed aumentano sensibilmente verso le frequenze alte della gamma delle onde corte, in modo più accentuato durante le ore notturne.

Per stabilire se un disturbo sia di origine esterna al ricevitore è sufficiente staccare l'antenna dall'entrata del ricevitore. Se il disturbo persiste, dando talvolta la sensazione di aumentare di intensità, esso sarà senz'altro da attribuire al ricevitore.

Nel definire l'intensità del disturbo è opportuno segnalare anche la larghezza di banda usata per il controllo (generalmente 6 kHz).

Nel prossimo numero esamineremo le altre definizioni come il fading, la qualità di modulazione ecc.

SCHEMI PER RADIOAMATORI

In figura 1 riportiamo lo schema di un interessante **GRID DIP** il quale consente di coprire la gamma compresa fra 1.200 kHz e i 32 MHz, mediante l'impiego di un commutatore a tre sezioni e quattro posizioni. Il lato interessante di questo apparecchio sta appunto nel fatto che in esso, contrariamente ai **GRID DIP** che sono stati messi in circolazione dalla loro comparsa, le bobine non sono del tipo intercambiabile ma si fa uso di un'unica bobina il cui numero di spire viene variato tramite il commutatore.

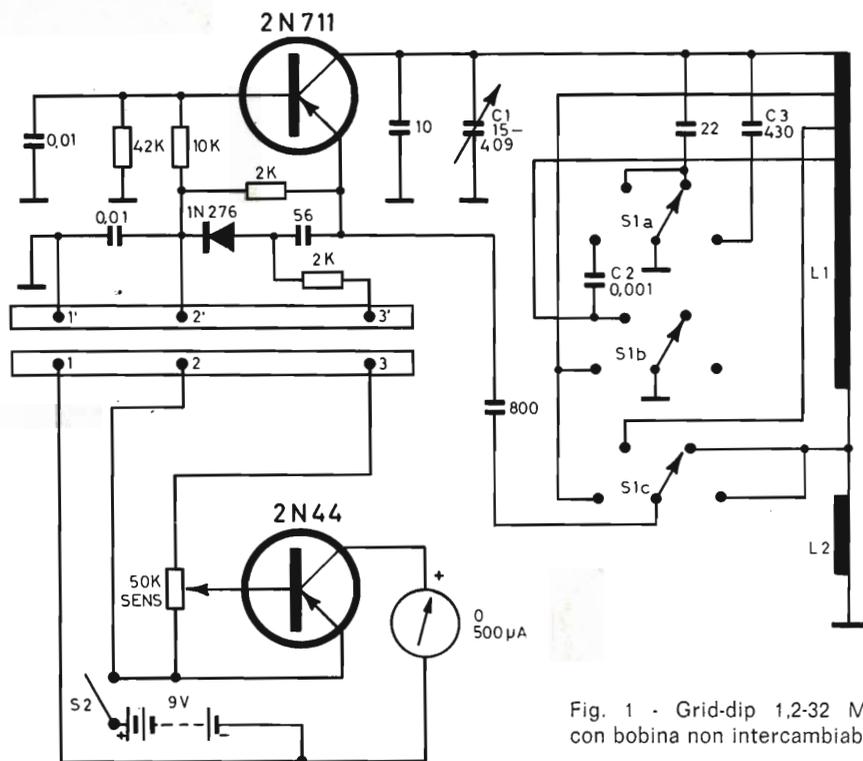



Fig. 1 - Grid-dip 1,2-32 MHz con bobina non intercambiabile

Il prototipo di questo strumento è stato realizzato, come si può osservare dallo schema, con l'alimentazione e il sistema indicatore separati in modo da consentirne l'alimentazione stessa con altre sorgenti di energia disponibili, ad esempio, in laboratorio.

La commutazione di banda si esegue tramite il commutatore **S1A,B,C** sulle bobine **L1** e **L2**, mentre la sintonia viene effettuata agendo sul condensatore **C1** la cui capacità residua è aumentata mediante il condensatore da 10 pF.

Il circuito oscillante è del tipo Hartley nel quale viene impiegato un transistore 2 N 711, che può essere sostituito dal transistore AF 115, e da un amplificatore in corrente continua, del quale fa parte il transistore 2 N 44 che può essere sostituito con altri del tipo OC 70, OC 71 o OC 75.

Il diodo 1 N 276, o di tipo similare, ha il compito di rettificare i segnali a radio frequenza, essendo accoppiato capacitivamente all'emettitore del transistore oscillatore.

Il condensatore **C1** deve avere la capacità di 15-410 pF. La bobina **L1** è costituita da 63 spire di filo di rame smaltato del n. 24 (5/10 circa) avvolte su un supporto a minima perdita avente il diametro di 15,5 mm. Le derivazioni dovranno essere effettuate, partendo dalla parte superiore della bobina, alla $4^1/_2$, $16^1/_2$ e $18^1/_2$ spira.

La bobina **L2** è composta da 50 spire dello stesso filo usato per l'avvolgimento di L1, ma in doppia copertura cotone, avvolte su un supporto da 12,5 mm di diametro, unito alla parte inferiore del supporto di **L1**.

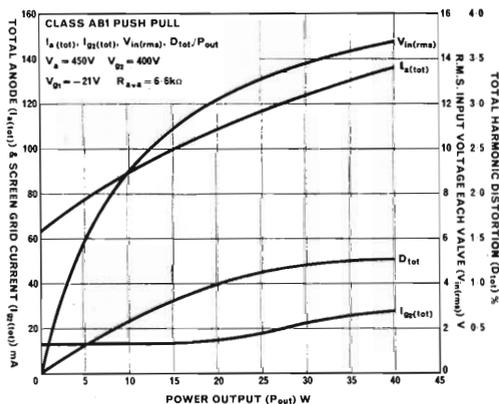
S2 è un normale interruttore applicato al potenziometro che regola la sensibilità, da 50 kohm. Tutti i componenti usati dovranno essere di ottima qualità. Le resistenze saranno scelte del tipo da $^1/_4$ di Watt. La capacità dei condensatori è espressa in pF.

Electronic Equipment News May 1966 10 x 7
Electronic Engineering March 10 x 7

40W-Audio

push pull operation

B 9D (magnoval) Base

Un nuovo pentodo audio ad alta sensibilità ad elevata potenza di uscita e bassa distorsione

Il nuovo pentodo di potenza BRIMAR EL 506 ha uno zoccolo magnoval studiato per amplificatori audio.

Due valvole di questo tipo in controfase danno un'uscita di 40 W con le seguenti caratteristiche:

1. Distorsione senza controreazione e con polarizzazione fissa dell'1,25%.
2. Corrente di filamento richiesta da ciascun pentodo = 0,8 A.
3. 30 Veff di eccitazione, grazie all'elevata sensibilità di potenza.

Queste caratteristiche interessano tutti i progetti di amplificatori HI-FI controreazionati ed i radioamatori per la costruzione di modulatori compatti con microfono a carbone.

Per ulteriori dettagli tecnici, scrivere a:
Thorn-AEI Radio Valves & Tubes Limited
7 Soho Square, London W1. Tel: GERrard 5233

TA3245

DEFLESSIONE VERTICALE 110 CON TRANSISTORI AL GERMANIO AD 163 E AC 153

**Viene descritto un circuito di deflessione verticale con transistor di potenza al germanio destinato a televisori portatili con cinescopio da 110°.
La linearità del circuito transistorizzato è pari a quella di un equivalente circuito a valvole. Inoltre ha un particolare vantaggio poiché impiega un solo condensatore elettrolitico determinatore di frequenza. Per questo condensatore sono permesse le normali tolleranze commerciali + 50 — 20%.**

Nello sviluppo dei ricevitori televisivi, l'impiego, per esempio, di transistor AF nei circuiti di ingresso, ha già portato ad ottimi risultati.

L'obiettivo della completa transistorizzazione di ricevitori portatili rende ora necessario corredare con transistor anche tutti gli stadi di potenza (deflessione orizzontale, deflessione verticale, stadio finale audio).

Mentre nei ricevitori ibridi (valvole + + transistor) i transistor piloti potrebbero essere senz'altro alimentati con la tensione anodica disponibile, per i transistor di potenza si rende necessario in ogni caso un apposito alimentatore a bassa tensione. Onde mantenere il più possibile ridotto l'assorbimento di corrente nei ricevitori, bisogna cercare sempre, nel passaggio da valvole a transistor, di transistorizzare interamente e contemporaneamente gli stadi di potenza e di impiegare per tali stadi la stessa tensione di esercizio.

Nel nostro caso, poiché da tempo è stato sviluppato un circuito di deflessione orizzontale per televisori portatili transistorizzati con cinescopio da 110° per una tensione di alimentazione di 30 V era ovvio sviluppare anche il circuito di deflessione verticale per tale tensione di esercizio.

Nell'impostazione di un circuito di deflessione verticale, giocano un ruolo anche considerazioni circa l'opportuna scelta, la limitazione numerica e la possibilità di sostituzione dei condensatori elettrolitici.

I circuiti di deflessione verticale transistorizzati comprendono frequentemente da tre fino a quattro condensatori elettrolitici le cui tolleranze e la cui costanza della capacità devono soddisfare precise condizioni durante l'esercizio. Per tale motivo venne scelto un circuito comprendente un solo condensatore elettrolitico determinatore di frequenze. Inoltre venne esaminato attraverso quali ac-

corgimenti potesse essere resa ammissibile per tale condensatore la massima usuale tolleranza di capacità di + 50 — 20%. Il circuito di deflessione verticale sviluppato lavora soddisfacentemente in un campo di temperatura di —10°C + 60°C (temperatura ambiente) senza che si rendano necessari particolari accorgimenti di compensazione.

Circuito per cinescopi da 110° per tensione di esercizio di 30 V

Potenza di deflessione necessaria

La relazione tra la potenza P_{def}, necessaria per la deflessione verticale, l'angolo di deflessione Ø e l'alta tensione U_H al cinescopio viene rappresentata con l'espressione:

$P_{def} = K_1 \cdot K_{sv} \cdot U_H \cdot Ø^2$ in cui:

K_1 = fattore fisso — $1,8 \cdot 10^{-6}$

K_{sv} = coefficiente di bobina di deflessione — $2,5 \cdot 10^{-3}$ A/Gradi²

U_H = alta tensione — in V
Ø = angolo di deflessione verticale totale — in gradi (es. 87°).

Con U_H = 16.000 V si ha per i cinescopi usuali (Ø = 87°) la potenza di deflessione P_{def} = 0,5 W.

Con l'aiuto della potenza calcolata può essere determinata la corrente di deflessione i_{ss}. A questo serve la relazione

$$P_{def} = \frac{i_{ss}^2}{12} \cdot R$$

in cui è

i_{ss} = corrente di picco nelle bobine di deflessione

R = resistenza efficace delle bobine di deflessione

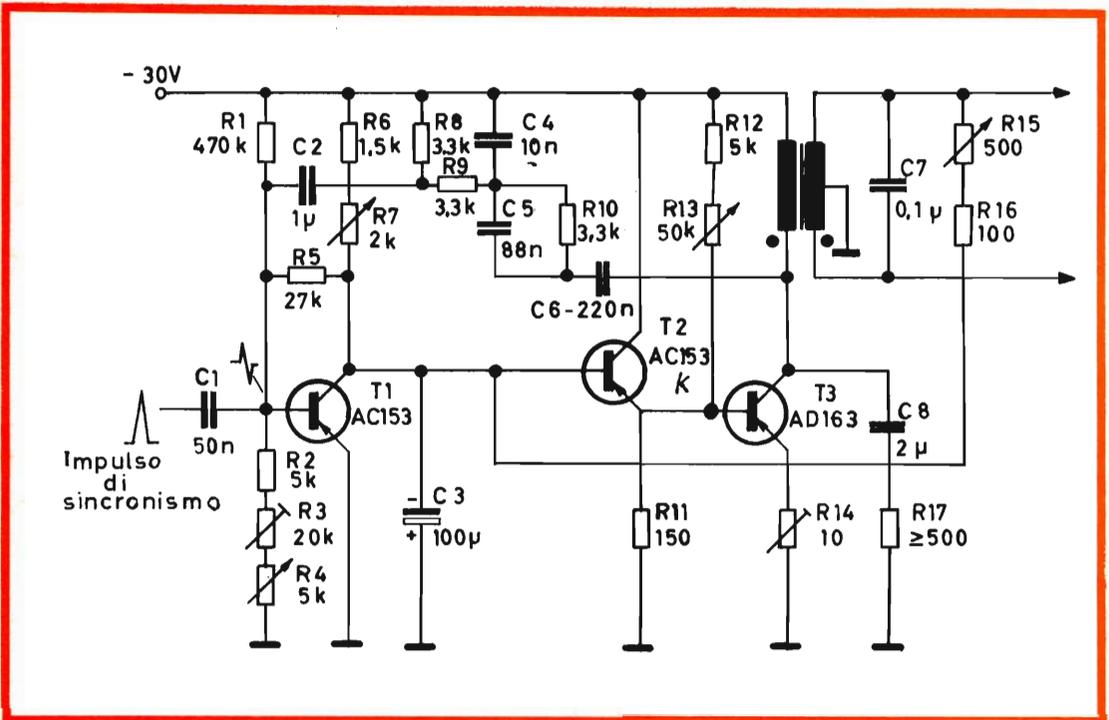



Fig. 1 - Circuito di deflessione verticale per cinescopi a 110° con i transistor AD 163 e AC 153. L'impulso differenziato di sincronizzazione è sovrapposto alla tensione a denti di sega presente alla base di T1.

Descrizione del circuito

Il circuito rappresenta, nel principio, un multivibratore il cui stadio finale è collegato al giogo di deflessione attraverso un trasformatore di uscita. Il primo transistor T_1 (AC 153) è interdetto durante l'andata e conduttore durante il ritorno. Attraverso questo viene scaricato il condensatore di carica C_3 (100 μF). La carica avviene durante l'andata attraverso le resistenze R_6 e R_7 La tensione al condensatore di carica C_3 pilota il transistor finale pnp T_3 (AD 163) attraverso un amplificatore collettore-base con il transistor T_2 (AC 153K). Il transistor T_1 diventa conduttore mediante un grande impulso negativo che giunge alla sua base dal collettore dello stadio finale attraverso un circuito formatore di impulsi. L'impulso di sincronizzazione, grazie al piccolo carico del discriminatore di fase, viene prelevato con polarità positiva dall'invertitore di fase e differenziato. Il condensatore C_2 da 1 μF alla base di T_1 determina la frequenza, poiché la sua carica, ottenuta durante il ritorno, tramite l'ampia corrente di base dell'AC 153, mantiene interdetta la base durante l'andata.

Oltre a questo condensatore ha ancora influenza sulla frequenza la resistenza di dissipazione di base (R_2, R_3, R_4).

Gli elementi di controaccoppiamento (C_2, R_8, R_9, C_4, C_5, R_{10}, e C_6) dal collettore dello stadio finale alla base del primo stadio, agiscono come passa alto, cosicché a T_1 si presenta una tensione a forma di sega con un picco negativo che è sovrapposto all'impulso di sincronismo differenziato (fig. 3a). Tale tensione pilota il transistor alla fine dell'andata. Al transistor finale T_3 necessita una tensione pilota negativa alla base, la cui curva, come è rilevabile dalla fig. 3a è concava. Riportando una tensione dall'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita alla base dell'elevatore di impedenza e quindi alla base del transistor finale, si ottiene una distorsione iniziale della tensione di base ed una correzione della corrente di deflessione. Poiché la tensione assorbita è simmetrica al collegamento di massa, tale riporto di tensione agisce, nella prima metà dell'andata, quale controaccoppiamento e, nella seconda metà quale accoppiamento.

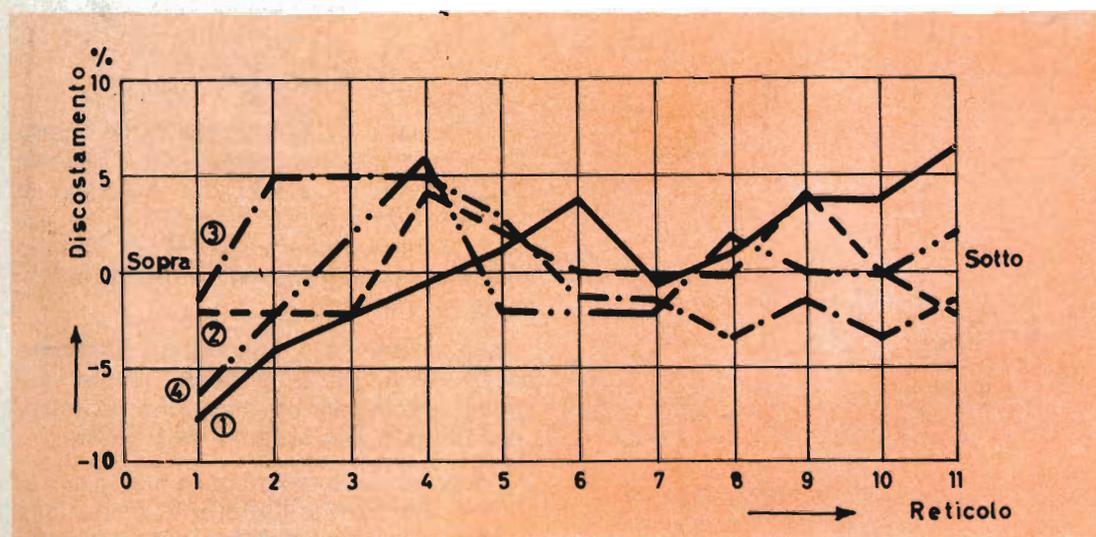



Fig. 2 - Linearità verticale per cinescopio a 110° con deflessione verticale transistorizzata.
1 - Televisore a valvole (Bildmeister V).
2 - Televisore transistorizzato, giogo deflessione 5 Ω, 21 mH, trasformatore con nucleo a E.
3 - Televisore transistorizzato, giogo deflessione 10,4 Ω - 23,5 mH, trasformatore con nucleo a E.
4 - Come [3] ma con trasformatore a lamierino toroidale.

Il circuito RC, R_{17}, C_8, permette di influenzare l'andamento della caratteristica di lavoro ma ha pure influenza sul tempo di ritorno. Diminuendo R_{17}, migliora la caratteristica di lavoro (figura 10) ma diventa più lungo il tempo di ritorno.

Nello stadio finale, la piccola resistenza di ingresso del transistor T_3 (AD 163) deve essere aumentata con un amplificatore collettore base T_2 (AC 153 K) onde ottenere una corrente di deflessione lineare. Si ha quindi anche la possibilità, con un secondo regolatore che stabilisce il punto di lavoro del transistor finale, di migliorare la linearità. Si raggiungono così le curve rappresentate in figura 2.

La curva 1, rilevata da un ricevitore televisivo a valvole, è una curva di confronto. Il significato delle altre curve è rilevabile dalla didascalia della figura. La linearità è perciò comparabile con quella di un normale ricevitore portatile a valvole.

Con il giogo da 5 Ω si raggiunge una linearità leggermente migliore di quella con giogo da 10,4 Ω, generalmente impiegato negli apparecchi a valvole.

Fig. 3 - a) Andamento temporaneo delle tensioni alla base del transistor T1 e alla base del transistor finale T3. * Il segnale di sincronizzazione appare differenziato.
b) Andamento temporaneo della tensione di collettore Uc e della corrente di emettitore i_E del transistor finale T3.
c) Andamento temporaneo della corrente di bobina i_s.

Andamento di tensione e corrente al transistor finale T_3 e al transistor di scarica T_1

La figura 3 mostra le forme di segnale misurato nel circuito.

Particolare interesse ha la tensione di « Break Down » presente al transistor finale T_3 e che viene limitata dal transistor stesso.

Per le prove vennero impiegati, in un primo tempo esemplari del transistor di potenza, selezionati per una tensione di « Break Down » particolarmente elevata e successivamente esemplari con bassa tensione di « Break Down ».

Il tempo di ritorno t_r è più breve negli esemplari con più elevata tensione di « Break Down » come è risultato dalle misure (figure 5 e 7).

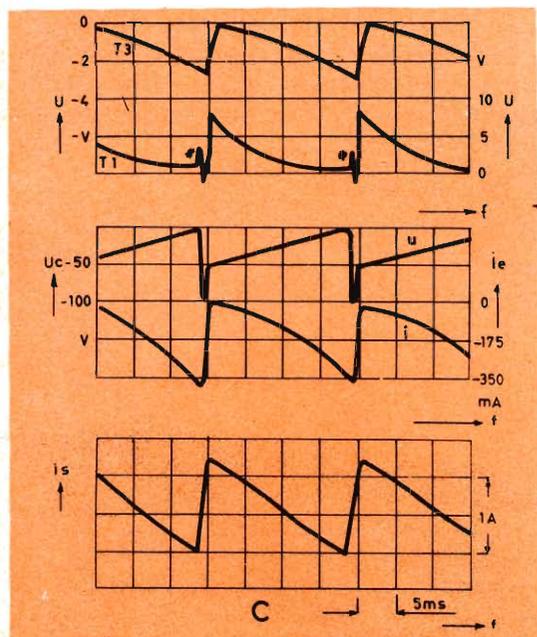
Vale quindi l'espressione

$$t_r = \frac{L \cdot i_{ss}}{U_C - U_B}$$

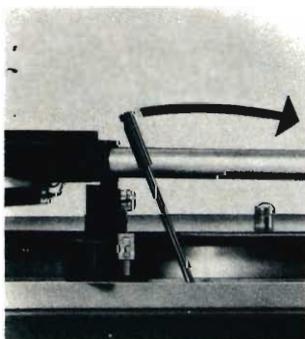
nella quale L è l'induttanza della bobina di deflessione trasformata nel circuito di collettore, i_{ss} la corrente alternata di collettore da picco a picco, U_C è la tensione di limitazione presente nel circuito (massima tensione di ritorno) e U_B la tensione di esercizio.

Ampi valori di β sono particolarmente adatti per il transistor finale, poichè può essere impiegato un maggiore controaccoppiamento che migliora la linearità.

Come si rileva dalle figure 3, 4, 5 e 6 si presentano tramite l'effetto di limitazione (rottura) del transistor finale, tensioni efficaci di ritorno (= tensioni di « Break Down ») da 90 fino a 140 V. Tali valori sono forniti solo dal transistor finale limitatore.

Campioni con diverse tensioni statiche di « Break Down » vennero inseriti nel

Dual 1019
Nuovo giradischi professionale

- ★ braccio completamente metallico di minima massa, bilanciato in tutti i piani, con sospensione a minimo attrito
- ★ sistema semplicissimo di bilanciamento del braccio
- ★ pressione di appoggio del braccio regolabile in modo continuo da 0 a 5 g
- ★ automatismo del braccio funzionante in modo sicuro fino alla minima pressione di appoggio di 0,5 g. Sensibilissimo scatto di fine corsa
- ★ dispositivo di compensazione anti-skating regolabile in modo continuo per pressione di appoggio da 0 a 5 g
- ★ dispositivo di discesa frenata del braccio con ammortizzatore ai siliconi
- ★ regolazione fine della velocità, con variazione del 6%
- ★ motore asincrono 4 poli a minima dispersione magnetica sospeso elasticamente
- ★ elevata costanza della velocità in virtù del piatto di metallo antimagnetico, pesante 3,2 kg, equilibrato dinamicamente
- ★ docili comandi a cursore, che permettono la manovra senza oscillazioni della piastra
- ★ riproduzione di dischi singoli per mezzo di un perno solidale col piatto, sia con comando manuale che automaticamente
- ★ cambiadischi automatico per dischi di misura standard per mezzo di uno speciale perno portadischi autostabilizzante
- ★ antimicrofonicità assicurata dalla risonanza estremamente bassa dell'apparecchio grazie all'isolamento acustico delle sospensioni e del contrappeso del braccio
- ★ montaggio estremamente semplice dell'apparecchio, senza attrezzi, agendo sulla parte superiore del pannello

Il dispositivo antiskating del DUAL 1019 compensa la forza che tende a spostare il braccio verso il centro del disco, in modo che la puntina eserciti uguale pressione sui due lati dei solchi stereo: condizione indispensabile perchè la riproduzione risulti indistorta su entrambi i canali.

Il dispositivo di discesa frenata del DUAL 1019 permette di sollevare il braccio, e di appoggiarlo, su qualsiasi punto del disco con la massima precisione e delicatezza. Il dispositivo può essere azionato manualmente oppure automaticamente.

Rappresentante e Concessionaria esclusiva per l'Italia della DUAL-Gebrueder Steidinger di St. Georgen / Schwarzwald (Germania):

RAPIT S.r.l.
MILANO Via S. Gregorio, 45 - Tel. 652 220

circuito e venne misurato il tempo di ritorno. Si dimostrò che con $U_B = +1$ V e $I_C = 500$ mA, i valori misurati di U_{CEV} concordavano esattamente con i valori di tensione di « Beak Down » e di limitazione U_C rilevati, con l'oscillografo, nel circuito (figura 6).

I tempi di ritorno sono ruotati proporzionalmente alle tensioni di limitazione U_C (la parte dell'iperbole è rappresentata esattamente in figura 7).

Vennero misurati i seguenti valori massimi:

con l'impiego di una bobina di deffessione asimmetrica di 5 Ω e 21 mH, la corrente di emettitore ammonta a 0,4 A (misura tra picco e picco); la corrente della bobina i'_{ss} a 1,2 A; la potenza di deflessione $P_{def} = i_{ss}^2 \cdot R/12 = 0,6$ W.

La potenza di alimentazione dello stadio ammonta a 4,7 W. Con una bobina di deflessione collegata in controfase con R = 10,4 Ω (figura 1) venne stabilita una corrente di collettore massima di circa 0,5 A e una corrente massima di bobina di circa 1 A con una resistenza di emetti-

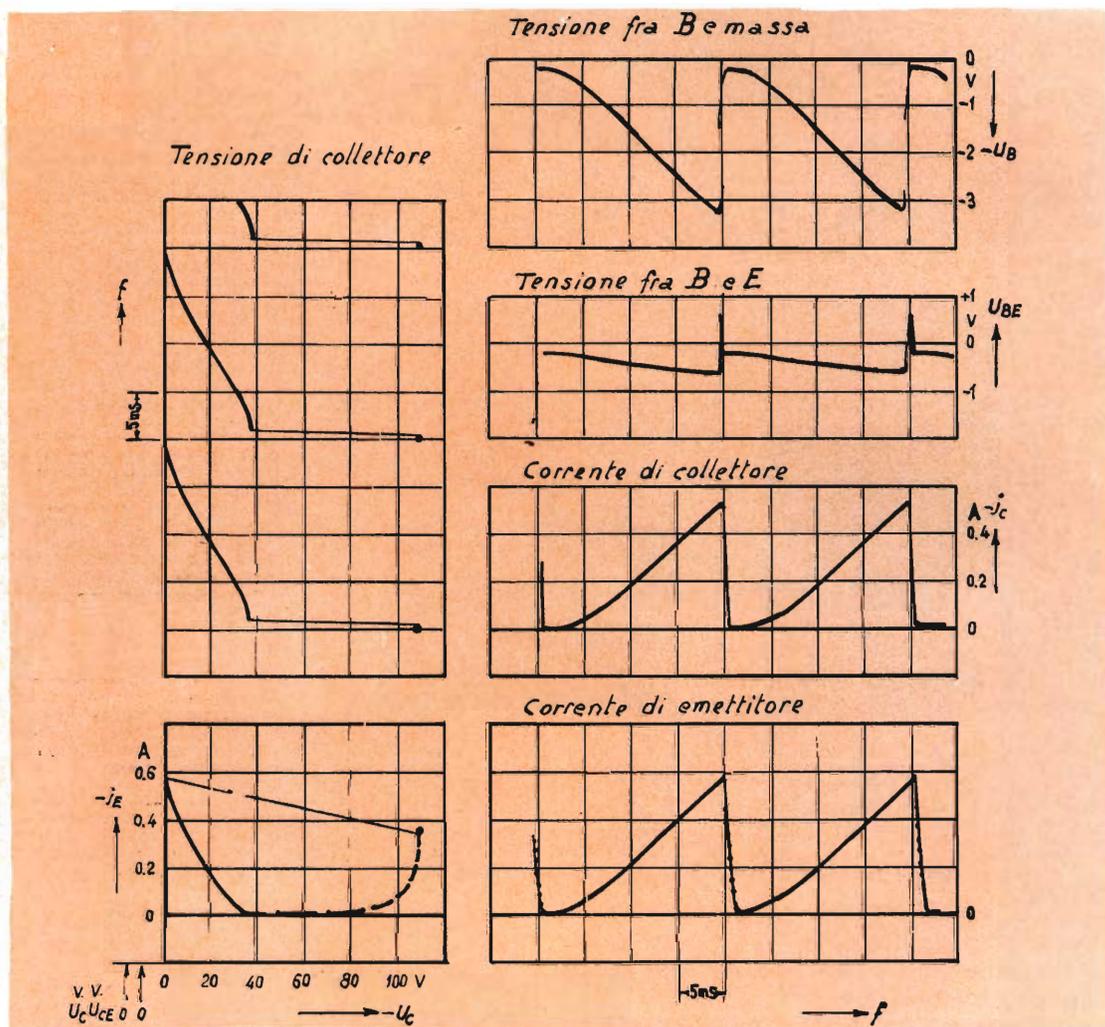



Fig. 4 - Caratteristiche di lavoro $i_E = f(U_C)$ del transistor finale verticale AD 163, tensione di collettore $U_C = f$ (t), corrente di emettitore $i_E = f$ (t), corrente di collettore $i_C = f$ (t), andamento della tensione fra base e punto di riferimento + 30 V.

tore di 4,5 Ω (contrariamente ai 5,6 Ω della bobina asimmetrica).

In questo modo venne raggiunta la migliore linearità nella gamma intermedia. La potenza di deflessione ammontava qui a circa 0,85 W e la potenza di alimentazione a circa 6,9 W.

Caratteristiche degli elementi circuitali

Dissipazione di àndata e di ritorno del transistor finale

Il transistor finale T_3 (AD 163) è escluso dalla tensione di ritorno presente durante il ritorno attraverso l'induttanza delle bobine di deflessione.

Nella figura 4 sono rappresentate le condizioni di esercizio dello stadio finale.

Fig. 5 - Caratteristiche di lavoro ricavate da tre diversi esemplari di transistor dello stadio finale nel circuito di deflessione verticale.

L'oscillogramma U_C — i_E mostra la caratteristica di lavoro del transistor finale con base di tempo di 100 μs.

In alto è riportato l'oscillogramma di tempo della tensione di collettore. A destra l'oscillogramma di tempo della corrente di emettitore. Sopra a questo è rappresentata la corrente di collettore. Sopra ancora la tensione pilota tra base e emettitore del transistor e la tensione pilota tra base e polo positivo della sorgente di alimentazione.

La parte preponderante della caratteristica di lavoro è l'andata, della durata di circa 19 ms. Il ritorno dura circa 1 ms e porta per breve tempo (a causa del carico induttivo) ad elevate tensione fino a circa 140 V (figura 4 e 5). In questo breve tempo del ritorno il transistor viene fortemente caricato poiché sono presenti contemporaneamente ampie tensioni e ampie correnti.

Una valutazione calcolabile della potenza di rtiorno

$$P_{vr} = f_v \cdot \int_0^{tr} i \cdot u \cdot dt \approx U_r \cdot I_r \cdot t_r \cdot f_v$$

$I_r \cdot t_r \cdot f_v$

(U_e e I_r sono valori medi efficaci)

fornisce un valore di

$$P_{vr} \approx 50 V \cdot 0{,}2 A \cdot 1{,}0 \cdot 10^{-3}{}_s \cdot 50 Mz = 0{,}5 W$$

Le dispersioni dell'andata del transistor sono date da:

$$P_{vh} = \int^{th} i \cdot u \cdot d_t \approx U_h \cdot I_h \cdot t_h \cdot f_v$$

Si ottiene un valore

$$P_{vh} \approx 18 V \cdot 0{,}15 A \cdot 18{,}9 \cdot 10^{-3}{}_s \cdot 50 Hz = 2{,}6 W$$

La potenza totale di dissipazione del transistor finale è con ciò di circa 3,1 W. Con la potenza di deflessione di 0,6 W si ha una potenza di 3,7 W. L'avanzo viene utilizzato nel circuito, tra l'altro nel transistor pilota T_1 che conduce corrente solo per breve tempo (< 1 ms) e scarica il condensatore C_3 da 100 μF. La potenza dissipata del transistor finale viene smaltita facilmente con una piastra di raffreddamento di circa 50 cm² di superficie.

Per cinescopi con diagonale di 59 cm e alta tensione di 18 KV $P_{vr} \leqq 1$ W.

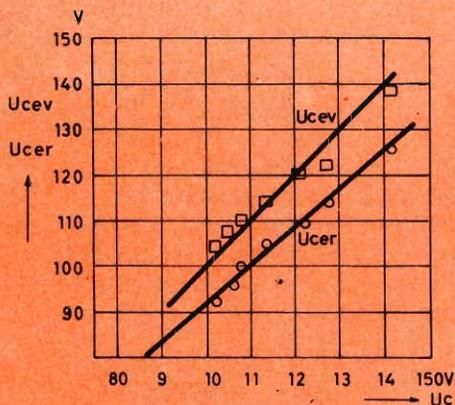



Fig. 6 - Tensione di collettore U_{cev} ($I_c = 500mA$, $U_{BE} = +1\ V$) e U_{CER} ($I_c = 500\ mA$, $R = 5\ \Omega$) quale funzione della massima tensione di ritorno U_c ricavata da 7 transistor finali di una partita da 100 pezzi.

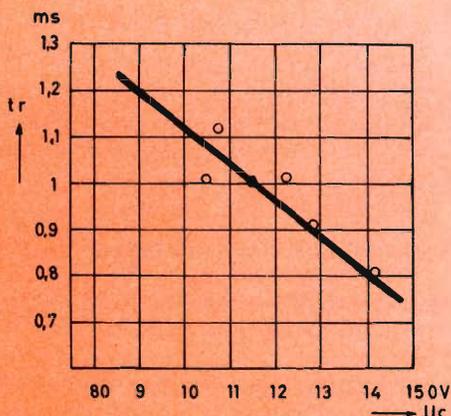



Fig. 7 - Tensione di ritorno tr quale funzione della tensione di limitazione U_c.

Prestazioni e dimensionamento del trasformatore di uscita

Il trasformatore di uscita deve essere dimensionato analogamente a quello degli apparecchi a valvole. Deve presentare un'induttanza primaria possibilmente elevata a causa della componente parabolica della corrente di deflessione. D'altra parte il suo peso e il suo volume non possono essere grossi a volontà.

Vennero impiegati, un trasformatore EI 80 x 65 con lamierino dinamo gruppo IV e trasformatori toroidali a nastro 2 x SM 55 con Trafoperm N2. Questi ultimi sono particolarmente semplici Vennero stabilite per questo 750 spire per l'avvolgimento primario e un traferro di 0,1 mm.

Influenza della temperatura

L'influenza della temperatura sulle proprietà del transistor finale T_3 venne analizzata mediante misura delle caratteristiche di tensione e di corrente, alle temperature di custodia del transistor di 30, 40, 50, 60 e 80 °C. Si rileva dalla figura 8 la variazione della curva di ritorno. La dissipazione varia solo trascurabilmente. Grazie al suo buon comportamento in presenza di tensione di « Break Down », il transistor finale AD 163 non viene danneggiato dal carico elevato nel ritorno.

Comportamento del transistor AD 163 con tensione di « Beak Down »

L'energia presente durante il ritorno rimane anche con l'impiego di grossi cinescopi inferiore a 20 mWs.

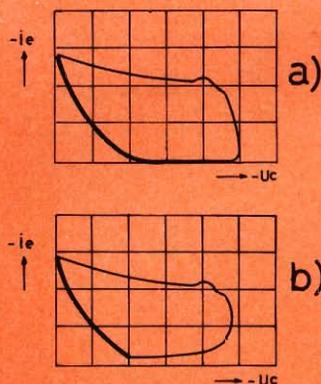



Fig. 8 - Caratteristiche di lavoro di un transistor AD 163 nel circuito di deflessione verticale alla temperatura della custodia di 30° C (a) e 80 °C (b).

L'energia magnetica $E_{magn} = \int_0^{th} L \cdot \frac{i_{ss}^2}{8} dt$,

$\cdot \frac{i_{ss}2}{8}$ dt, disponibile durante il ritorno,

disponibile durante il ritorno, provoca una tensione che influenza gli utilizzatori ohmici del circuito finale. La parte di energia dissipata nella sua resistenza interna viene trasformata, in ogni caso, in calore dal transistor.

Un transistor limitatore alle basse tensioni aumenta leggermente il tempo di ritorno (figure 5 e 7). Per questo motivo non sono adatti per circuiti di deflessione verticale, transistor con basse tensioni di « Break Down » (U_C < 100 V).

Provvedimenti per limitare la sollecitazione

Dall'oscillogramma della tensione tra B ed E del transistor finale (figura 4) si rileva che, per un brevissimo istante durante il ritorno, è presente una tensione di base positiva.

Tramite piccole modifiche nel circuito si può evitare questa forte sollecitazione o per lo meno ridurla. Tutte le soluzioni circuitali utili a questo scopo prolungano tuttavia il tempo di ritorno, cosicché si rende necessario un opportuno compromesso tra la sollecitazione del transistor finale e un tempo di ritorno sufficientemente breve.

Curva	1	2	3	4	5	6
R 17	400 Ω	500 Ω	800 Ω	1 kΩ	2 kΩ	∞

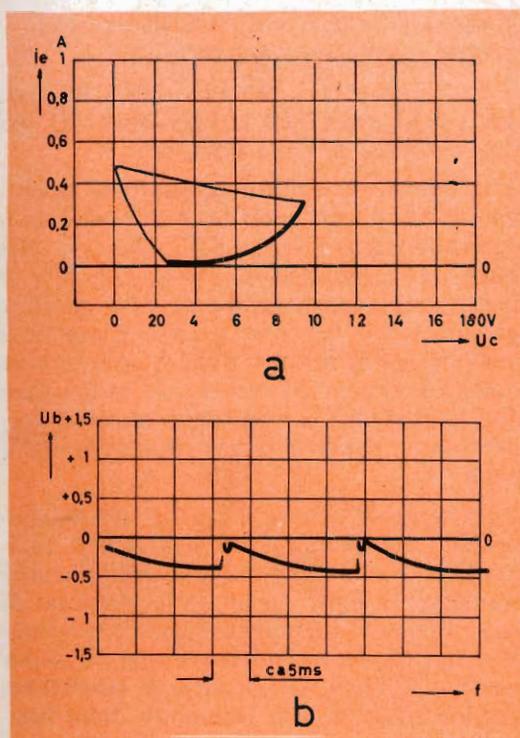



Fig. 9 - Effetto di un controaccoppiamento dell'impulso di ritorno sulla base - a) caratteristiche di lavoro, b) andamento temporaneo della tensione fra base ed emettitore.

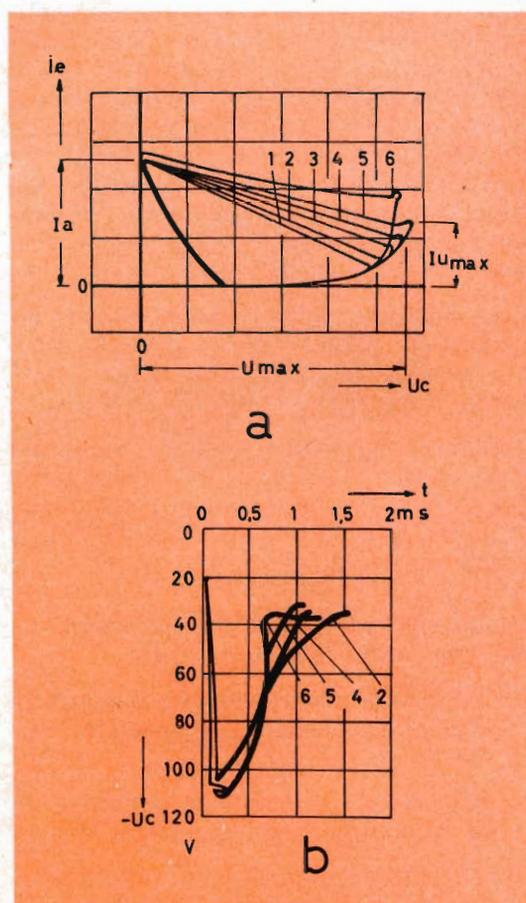



Fig. 10 - Effetto di un circuito RC in serie nel circuito di collettore sulla caratteristica di lavoro (a) del transistor AD 163 e sul tempo di ritorno (b).

Vennero provati due metodi per ridurre la sollecitazione del transistor finale:

1) Un controaccoppiamento dell'impulso di ritorno alla base del transistor finale AD 163 e rispettivamente del pilota AC 153 K attraverso un circuito in serie di un condensatore da 0,1 μF e di una resistenza di 400 Ω ÷ 10 KΩ.

2) L'inserzione di un filtro RC (2 μF e 400 ÷ 1000 Ω in serie) tra il collettore del transistor AD 163 e la massa, oppure il polo positivo (+ 30 V). Tale soluzione realizza per l'impulso di ritorno una bassa resistenza di lavoro di collettore, mentre la resistenza ha solo una piccola influenza sull'andata.

L'efficacia della prima soluzione sulla caratteristica di lavoro e sulla tensione di base è rilevabile in figura 9. A sinistra è rappresentata la caratteristica di lavoro del transistor finale con controaccoppiamento e, a destra, la tensione tra base ed emettitore con controaccoppiamento. Un confronto con la figura 4 mostra un leggero miglioramento nella sollecitazione del transistor AD 163. Sensibile è qui l'assenza della tensione positiva di base.

La migliore efficacia della seconda soluzione sulla caratteristica di lavoro tuttavia con prolungamento del tempo di ritorno, è rappresentata in figura 10.

Con una bassa resistenza di lavoro per il ritorno viene evitato il pericoloso tratto piano U-1 benché vengano posti limiti a questa possibilità a causa del prolungamento del tempo di ritorno.

Misura dell'energia di ritorno assorbita dal transistor

Con questa misura vennero distinte tre condizioni di esercizio del transistor finale AD 163:

a) AD 163 senza modifiche circuitali per la diminuzione dell'energia di ritorno.

b) Controaccoppiamento dal collettore alla base del transistor AD 163 attraverso un circuito in serie di un condensaotre $C = 0{,}1$ μF e di una resistenza $R = 5$ kΩ.

c) Dissipazione di una parte dell'energia di ritorno attraverso il circuito in serie del condensatore $C_8 = 2$ μF e della resistenza $R_{17} = 500$ Ω.

I valori delle resistenze vennero scelti in modo tale che con un transistor con tensione di « Break Down » $U_C = 130$ V fosse assicurato un tempo di ritorno di 1 ms.

L'energia di ritorno assorbita dal transistor venne determinata come segue:

la tensione di collettore e la corrente di emettitore vennero misurate con l'oscillografo e sull'oscillogramma, sulla stessa asse dei tempi, venne rappresentato il prodotto $U_C \cdot i_E$.

La curva di potenza così ottenuta venne trasformata planimetrica e con ciò si ottenne l'energia di ritorno in nWs.

Inoltre venne misurata la tensione tra base ed emettitore del transistor T_3 (AD 163) e la corrispondente tensione al transistor T_2 (AC 153 K).

La figura 11a mostra le curve ottenute durante il ritorno nel caso di esercizio a (senza modifiche circuitali).

È evidente che, per un tempo di circa 400 μs, si stabilisce al transistor AD 163 una tensione di base positiva.

In figura 11b sono rappresentate le curve relative al secondo caso di esercizio b (controaccoppiamento dal collettore alla base del transistor AD 163). Qui non si presenta alcuna tensione di base positiva quando sono presenti grosse tensioni e correnti (soprattutto dopo l'interruzione della corrente). Da ciò si può concludere che la corrente si ripartisce, quasi uniformemente, sopra l'intera superficie della base.

In figura 11c sono riportati gli oscillogrammi del terzo caso di esercizio c (collegamento in parallelo di una resistenza al transistor). Dalla curva della tensione di base si rileva che, solo per un breve tempo di circa 100 μs, è presente una tensione positiva di base. La corrente di emettitore scende qui, come è rilevabile dalla figura 11, molto rapidamente a piccoli valori cosicché l'energia di ritorno trasformata nel transistor è molto piccola.

La parte preponderante dell'energia di ritorno viene trasformata in calore nella resistenza.

TEST INSTRUMENTS (A TRANSISTORI)

NOVITÀ

TRANSIGNAL AM

— Generatore modulato di segnali a radio frequenza (alta e media) con funzione di analizzatore elettronico per la taratura e la localizzazione del guasto negli apparecchi radio a transistori.

L. 12.800

TRANSIGNAL FM.

L. 18.500

CAPACIMETRO AF. 101

L. 29.500

FET MULTITEST

Il primo tester elettronico con transistore ad effetto di campo.

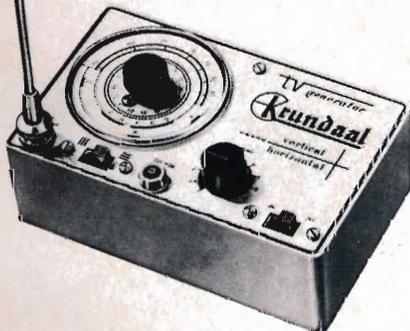
— FUNZIONAMENTO ISTANTANEO
— TOTALE INDIPENDENZA DELLA RETE LUCE
— ASSOLUTA STABILITA' DELLO ZERO IN TUTTE LE PORTATE
— NESSUNA INFLUENZA SUL CIRCUITO IN ESAME (8 MΩ sul probe)
— AMPIA GAMMA DI MISURA: Volt CC - Volt CA - mA CC - Ω - pF (da 2 pF a 2000 pF).

ONDAMETRO DINAMICO AF 102 GRID-DIP-METER

L. 29.500

GENERATORE TV (VHF UHF)

L. 18.500

— Generatore di barre verticali ed orizzontali per il controllo della stabilità, linearità e sensibilità del televisore.

GRATIS LE CARATTERISTICHE E IL MANUALETTO PER LA RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI - Richiedetelo alla Radioelettromeccanica KRUNDAAL - PARMA - Via F. Lombardi, 6 - 8 - Tel. 24.244

In figura 12 sono rappresentate graficamente le energie calcolate. La maggior parte dell'energia di ritorno viene nel caso di esercizio a, trasformata entro un tempo di 0,5 ms, mentre nel caso di esercizio b, l'energia si ripartisce per tutto il tempo di ritorno anche se il massimo si ha nei primi 100 μs del ritorno analogamente al caso di esercizio a.

Nei casi di misura succitati si ebbero i seguenti valori di energia di ritorno:

a) E = 10,8 mWs   b) E = 14,4 mWs
c) E = 2 mWs

Il fatto che l'energia di ritorno sia nel terzo caso di esercizio, così piccola, è da ricollegare al fatto che la parte proponderante di energia (curva tracciata) viene assorbita dalla resistenza.

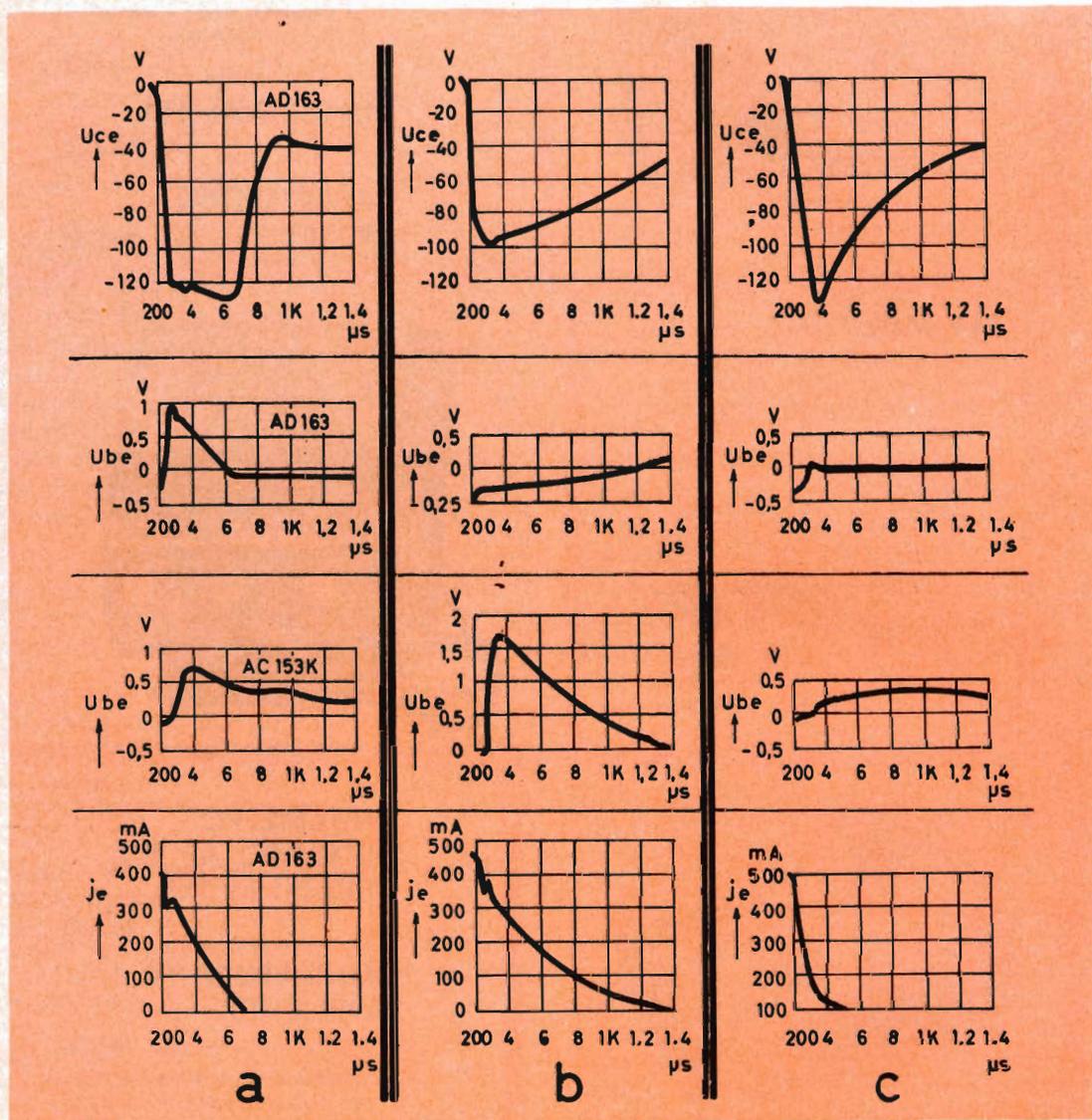



Fig. 11 - Oscillogrammi dello stadio finale del circuito di deflessione verticale. Andamento temporaneo di Vce, U_{BE} e i_E del transistor T3 (AD 163) e di U_{BE} del transistor T2 (AC 153 K). a) senza contraccoppiamento b) con contraccoppiamento c) dispersione della preponderante energia dissipata sulla resistenza R17 (500 Ω).

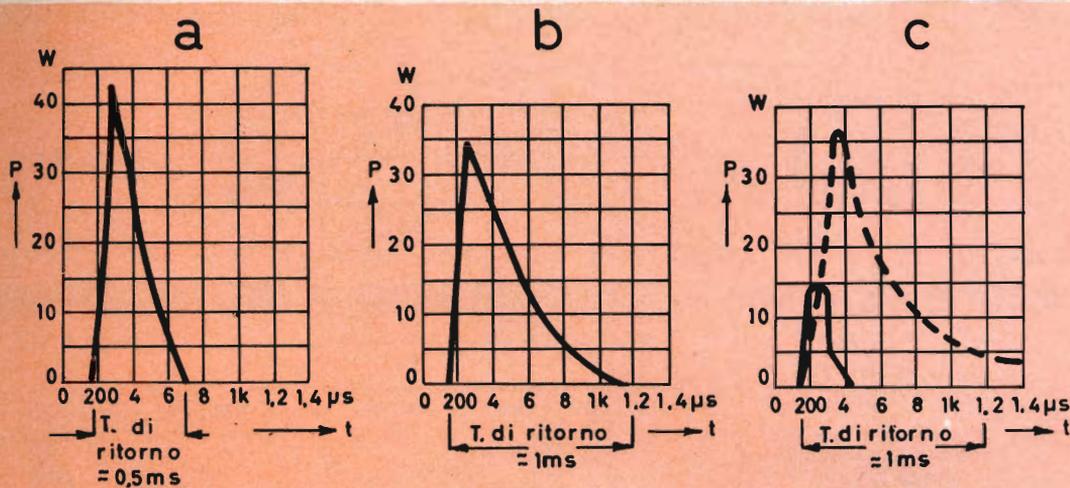



Fig. 12 - Determinazione dell'energia di ritorno per i seguenti casi di esercizio:
a) senza controaccoppiamento (E = 10,8 mW/s)
b) con controaccoppiamento (E = 14,4 mW/s)
c) dispersione della preponderante energia dissipata sulla resistenza R17 (500 Ω) (E = 2 mW/s)
——— Potenza dissipata al transistor.
-------- Potenza dissipata alla resistenza.

La somma di entrambi i valori di energia ammonta a 19,3 mWs.

Durante l'andata il transistor, nei confronti della resistenza da 500 Ω, è a basso valore ohmico, mentre durante il ritorno è a elevato valore ohmico, cosicché l'energia maggiore scorre attraverso la resistenza (figura 12c).

Moltiplicando per la frequenza di 50 Hz, si ottiene, dall'energia di ritorno, la potenza di ritorno che è compresa tra 0,5 e 1 W.

Tra l'energia di ritorno E e l'energia magnetica trasformata nel circuito di emettitore (energia reattiva)

$$E_{magn} = {}^1/_2\ L \cdot (i_{C\,max} - i_{C\,min})^2 =$$

$$^1/_2\ L\ (\Delta i_C)^2$$

si ha quindi nel caso di esercizio a, il rapporto empirico

$$\frac{E_r}{E_{magn}} = \frac{11\ \text{mWs}}{13\ \text{mWs}} \simeq 0{,}85$$

Concludendo, si può stabilire che il carico del transistor AD 163 può essere ridotto con modifiche circuitali se si impiega un transistor con elevata tensione di « Break Down », cosicché il tempo di ritorno effettivo non supera il valore di 1 ms.

Influenza della tolleranza di capacità del condensatore di carica

Il fatto che possono essere forniti condensatori elettrolitici solo con tolleranze relativamente ampie (esempio +50 —20 per cento) comporta notoriamente, in generale, una difficoltà per lo sviluppo di stadi di deflessione verticale transistorizzati.

Perciò un circuito con un solo elettrolitico determinatore di frequenza è preferibile ad altri.

Vennero inseriti condensatori con valori di capacità compresi tra 70 e 170 µF in sostituzione del condensatore di carica C_3 da 100 µF indicato nel circuito, onde provare di quanto variava la frequenza propria e l'ampiezza del multivibratore.

Inoltre venne determinato quale campo di variazione dare agli usuali regolatori di taratura, onde compensare la tolleranza normale di +50 —20 % della capacità del

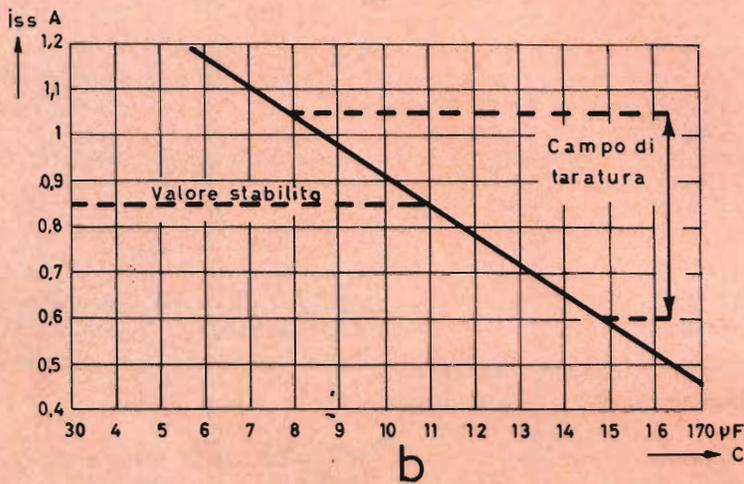
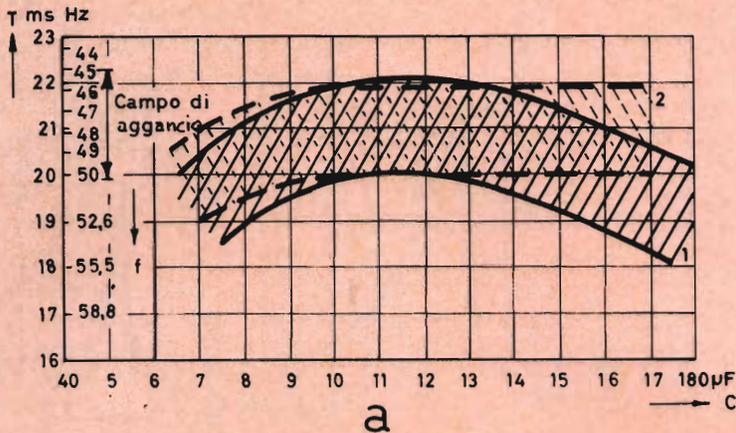



Fig. 13 - Deflessione verticale 110°. a) Durata del periodo T quale funzione della capacità del condensatore di carica C3 con generatore verticale liberamente oscillante
b) Corrente di bobina quale funzione della capacità del condensatore di carica C3.

condensatore elettrolitico C_3 e prevedere inoltre le possibilità di variazione, durante l'esercizio, a causa delle inevitabili diminuzioni di capacità.

Nella figura 13a è rappresentata la dipendenza della durata del periodo T e quindi della frequenza propria $f = 1/T$ del multivibratore oscillante dalla variazione di capacità del condensatore di carica.

In figura 13b è rappresentata la variazione della corrente di deflessione col variare della capacità quando il regolatore di ampiezza di immagine R_7 è stabilito su un valore fisso.

La figura 13a mostra, con linea tratteggiata 1, un tratto della durata del periodo T, che si ha quando condensatori di carica C_3 di diversa capacità (da 70 a 180 µF) e diverso fattore di perdita vengono inseriti nel circuito e il regolatore di ampiezza di immagine R_7 rimane fisso a un valore stabilito. I condensatori della stessa capacità ma con diverso fattore di perdita forniscono valori diversi di durata del periodo giacenti all'interno del campo tratteggiato.

Se si stabilisce per i diversi condensatori, con l'aiuto del regolatore di ampiezza di immagine, l'ampiezza della cor-

rente di bobina, prima della misura della durata del periodo, si ottiene un campo per la durata del periodo rappresentato dalla tratteggiatura 2, leggermente spostato (ciò dipende dal fatto che la frequenza, come tutti i fenomeni di carica è dipendente dall'ampiezza e all'ampiezza esatta si stabilisce anche la frequenza esatta).

Questo campo è il migliore. Con l'inserzione dei condensatori si ha la possibilità, soprattutto con il regolatore di ampiezza di immagini R_7, di stabilire l'ampiezza esatta della corrente di deflessione, alla quale si ha per capacità $> 90\ \mu F$ una frequenza propria che giace entro la gamma di sincronizzazione stabilita.

La figura 13a mostra che la frequenza propria del multivibratore, con tolleranza della capacità di +50 —20% giace tra 45,5 Hz e 52,6 Hz. Variando il regolatore di frequenza R_3, R_4, il multivibratore viene così tarato in modo tale da avere, oscillando liberamente, una frequenza di 48 Hz.

Il regolatore R_3, per la regolazione grossolana della frequenza di immagine ha, per tale scopo, la necessaria possibilità di variazione. Si hanno in casi noti due valori di capacità (figura 13a) che si riferiscono ad una specifica frequenza.

Poiché la capacità di condensatori caricati ad impulsi scende durante l'esercizio, tali tolleranze positive sono le più indicate nella costruzione ma non assolutamente necessarie. Deve essere tuttavia prevista la possibilità, in caso di sostituzioni e cioè con aumento del valore di resistenza del regolatore di frequenza, di poter compensare tale riduzione.

Le tolleranze +50 —20% della capacità del condensatore di carica C_3 possono quindi essere senz'altro compensate con la taratura del necessario regolatore di frequenza propria e di ampiezza della corrente di deflessione.

Da quanto esposto risulta evidente che non è necessario, per circuito di deflessione verticale, corredati con transistor, impiegare condensatori elettrolitici con tolleranze particolarmente ristrette o sviluppare tipi speciali di condensatori elettrolitici con ridotte tolleranze.

ELENCO DEI COMPONENTI

SIGLA	DESCRIZIONE
	TRANSISTOR
T1	AC 153 VI
T2	AC 153 VI
T3	AD 163 III
	CONDENSATORI
C1	poliestere 0,47 µF-100 V
C2	poliestere 1 µF-100 V
C3	elettrolitico 100 µF-100 V
C4	styroflex 10 kpF ± 10%
C5	styroflex 88 kpF ± 10%
C6	poliestere 0,22 µF-100 V
C7	poliestere 0,1 µF-250 V
C8	poliestere 2,2 µF-250 V
	RESISTENZE
R1	a strato 470 kΩ ± 10%
R2	a strato 5 kΩ ± 10%
R3	potenziometro lin. 20 kΩ
R4	potenziometro lin. 5 kΩ
R5	a strato 27 kΩ ± 10%
R6	a strato 1,5 kΩ ± 10%
R7	potenziometro lin. 2 kΩ
R8	a strato 3,3 kΩ ± 10%
R9	a strato 3,3 kΩ ± 10%
R10	a strato 3,3 kΩ ± 10%
R11	a strato 150 Ω ± 10%
R12	a strato 5 kΩ ± 10%
R13	potenziometro lin. 50 kΩ
R14	regolabile 10 Ω - 4 W
R15	potenziometro lin. 500 Ω
R16	a strato 100 Ω ± 10%
R17	a strato 1 kΩ ± 10%

STUDIO DI UN ALIMENTATORE REGOLATO

di L. Biancoli

Chiunque si diletti con la realizzazione di apparecchiature elettroniche può aver bisogno di un alimentatore regolato. In primo luogo — infatti — esso consente di disporre di una sorgente di alimentazione a tensione rigorosamente costante, con possibilità di variare il valore della corrente in modo che risulti sufficiente per un grandissimo numero di applicazioni. In secondo luogo, la sua presenza sul banco di lavoro evita di dover disporre di batterie, che invecchiano scaricandosi e spesso emettendo sostanze corrosive, o di accumulatori, la cui presenza non è mai consigliabile in un luogo chiuso.
L'alimentatore che costituisce l'oggetto di questo articolo si presta a molti usi, e può essere realizzato con estrema facilità da chiunque sia abituato a maneggiare il saldatore ed a interpretare gli schemi dei circuiti a transistori.

INTRODUZIONE

L'alimentatore regolato è un dispositivo elettronico — funzionante a valvole o a transistori — mediante il quale è possibile rendere una data tensione quasi del tutto indipendente dalle variazioni della tensione di rete o dalle caratteristiche di assorbimento da parte del carico, pur consentendone la regolazione della corrente da un minimo, assai prossimo allo zero, ad un massimo stabilito dalle caratteristiche costruttive dello stesso alimentatore.

Quello che stiamo per descrivere si presta assai bene per i normali impieghi in un laboratorio dilettantistico, e non implica — per la sua realizzazione — una particolare esperienza.

Per procedere nell'esposizione dell'argomento con un ordine logico e razionale, inizieremo con alcune considerazioni di progetto, per poi esaminare il circuito ed il relativo principio di funzionamento, le caratteristiche realizzative più importanti, ed infine le possibilità pratiche di impiego.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Per comprendere il principio di funzionamento, è bene osservare lo schema a blocchi illustrato alla **figura 1**. In esso si nota che la tensione di uscita fornita dall'alimentatore regolato viene in parte prelevata attraverso un dispositivo denominato «campionatore», il quale applica la tensione prelevata ad un circuito di

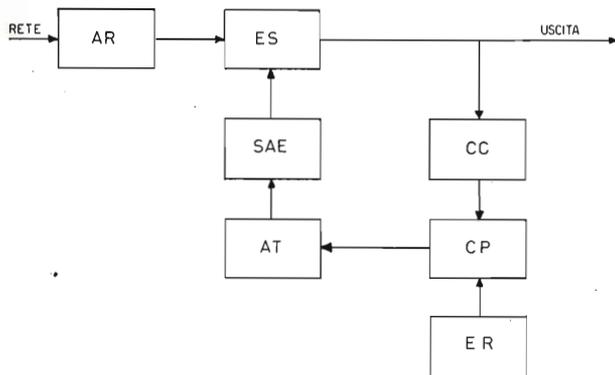



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'alimentatore regolato, illustrante le diverse funzioni che in esso si svolgono: AR è l'alimentatore di rete, che fornisce la tensione continua non regolata. ES è l'elemento in serie, che provvede a regolare la tensione di uscita in quanto varia la sua resistenza interna. CC è il circuito campionatore, che applica la variazione di segnale al circuito di paragone (CP). Quest'ultimo lo confronta rispetto alla tensione presente ai capi dell'elemento di riferimento ER. AT è un amplificatore di tensione, e SAE è lo stadio ad accoppiamento di emettitore.

confronto, al quale fa capo anche la tensione proveniente dall'elemento di riferimento, costituito da un diodo zener.

Quando il circuito di confronto riscontra una discordanza tra le due tensioni ricevute, a causa di una variazione della tensione di uscita, produce una tensione di correzione che — dopo essere stata opportunamente amplificata — passa attraverso gli stadi ad accoppiamento di emettitore, e giunge finalmente a variare le caratteristiche di condizione dell'elemento di controllo in serie. Quest'ultimo ha il compito di correggere la tensione di uscita in modo opportuno, ripristinandone il valore rispetto a quello originale.

Naturalmente, l'intero circuito è progettato in modo tale da ottenere un responso — vale a dire una rapidità di intervento da parte del circuito di correzione — tale, che ogni variazione si verifichi per un intervallo talmente breve da poter essere considerato trascurabile agli effetti pratici.

Il dispositivo che stiamo per descrivere è costituito sostanzialmente da un elemento di regolazione collegato in serie al carico, nel quale si ricorre all'impiego di un sistema di reazione negativa per ottenere il controllo della tensione di uscita.

L'apparecchio deve funzionare con un alimentatore non regolato, avente il solo compito di convertire la corrente alternata di rete in una tensione continua, suscettibile di variare col variare della stessa tensione di rete o dell'assorbimento da parte del carico.

La **figura 2** riporta il circuito elettrico dell'alimentatore regolato, ed è seguita dall'elenco dei valori dei relativi componenti.

Osservando il suddetto circuito, è assai facile notare in primo luogo che il transistore T1 si trova in serie tra l'ingresso ed il carico: esso è pertanto l'elemento di regolazione in serie.

I transistori T2 e T3 sono semplicemente degli stadi con accoppiamento di emettitore, aventi il compito di adattare l'impedenza di uscita dell'amplificatore di tensione (di cui diremo tra breve) a quella di ingresso dell'elemento di controllo in serie.

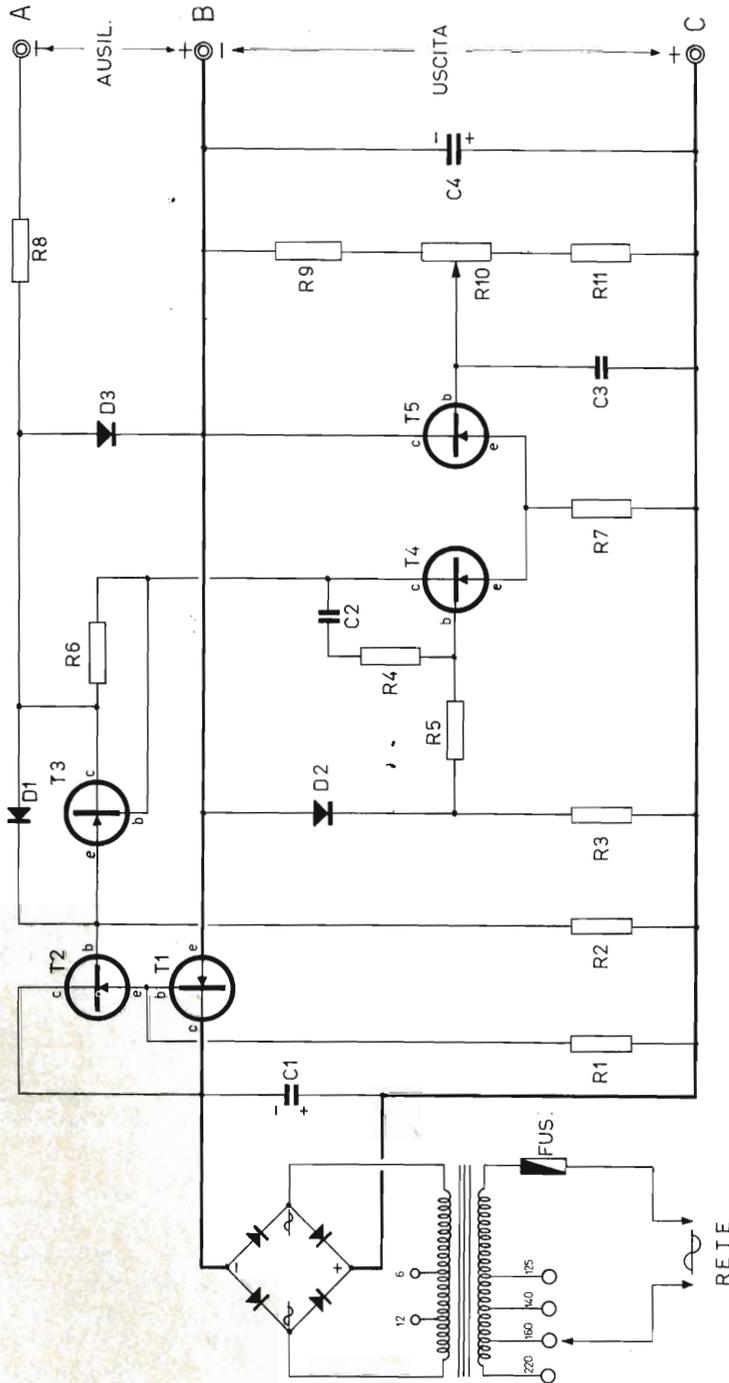



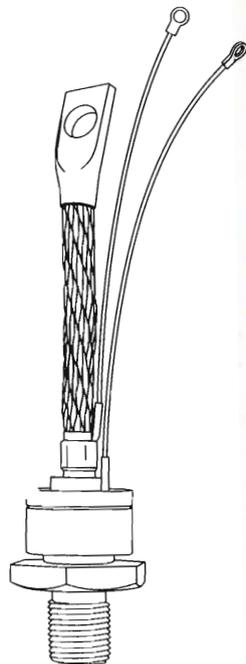
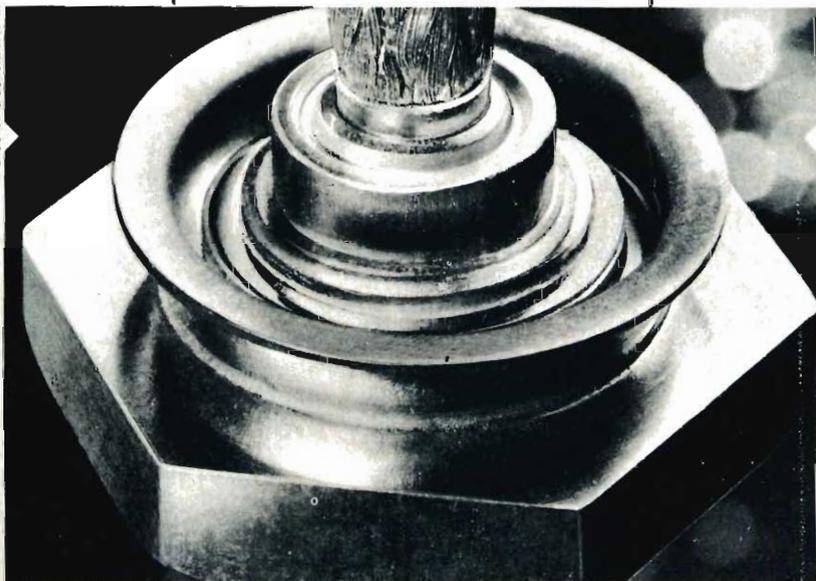
Fig. 2 - Circuito elettrico completo dell'alimentatore regolato. La sua realizzazione non comporta alcuna difficoltà, sia agli effetti dell'allestimento, sia agli effetti della messa a punto. Il dispositivo può essere realizzato su di una basetta di materiale isolante, prevedendo però tre piastrine di alluminio per la dispersione del calore che si produce nei tre transistori T1, T2 e T3. Dal momento che la corrente di uscita massima è di 1,5 ampère, occorre che il rettificatore a ponte fornisca una corrente pari almeno a 2 ampère. Qualora non si trovasse un rettificatore adatto (con tensione di 25 volt di lavoro), è possibile usare due elementi del tipo citato, collegati in parallelo tra loro.

ELENCO COMPONENTI

SIGLA	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
TA	Trasformatore di alimentazione da 60 V A - Primario universale, secondario 6-12-24 V	H/210
RETT.	Rettificatore a ponte da 25 V, 2 A; è possibile usare due elementi, collegandoli in parallelo	E/153
T1	Transistor 2N1358	
T2	Transistor 2N1039	
T3	Transistor 2N526	
T4	Transistor 2N39617	
T5	Come T4	
R1	Resistenza da 1.500 Ω - ½ W	D/32
R2	Resistenza da 6.800 Ω - ½ W	D/32
R3	Resistenza da 1.500 Ω - ½ W	D/32
R4	Resistenza da 3.300 Ω - ½ W	D/32
R5	Resistenza da 270 Ω - ½ W	D/32
R6	Resistenza da 2.200 Ω - ½ W	D/32
R7	Resistenza da 6.800 Ω - 1 W	D/41
R8	Vedi testo	
R9	Resistenza da 400 Ω - ½ W	D/32
R10	Potenziometro a filo da 100 Ω, lineare	D/300-3
R11	Resistenza da 825 Ω - ½ W	D/32
C1	Condensatore elettrolitico da 50 μF, 50 V L	D/375-2
C2	Condensatore a carta da 10.000 p F, 150 V L	B/179-2
C3	Condensatore a carta da 0,25 μ F, 150 V L	B/180-1
C4	Condensatore elettrolitico da 200 μ F, 50 V L	B/577

I transistori T4 e T5 sono invece combinati in un unico circuito che costituisce un amplificatore differenziale, che provvede al confronto delle tensioni, oltre a sviluppare l'amplificazione di tensione necessaria per il funzionamento della rete di contro-reazione. R9, R10 ed R11 formano un partitore che preleva una parte della tensione di uscita e — come vedremo — la invia al dispositivo di confronto, attraverso il quale avviene la regolazione.

Il diodo D2 è del tipo zener, ed agisce da elemento di riferimento, in quanto la tensione di uscita viene regolata rispetto ad un valore limite che dipende dalle sue caratteristiche intrinseche.

Seguendo le diverse connessioni riportate nello schema elettrico di figura 2, è facile osservare che l'applicazione di un segnale variabile alla base del transistore in serie T1 ne fa variare la resistenza tra collettore ed emettitore. Come già si è accennato, il segnale variabile proviene dall'uscita dell'alimentatore, e consiste nelle eventuali variazioni della tensione fornita ed applicata al carico esterno.

Per comprendere il funzionamento del circuito agli effetti della compensazione delle variazioni della tensione di rete, supponiamo che l'assorbimento di corrente da parte del carico sia rigorosamente costante, e che la tensione din ingresso — fornita dall'alimentatore non regolato, e presente ai capi di C1 — aumenti.

All'inizio, non essendovi una variazione della tensione applicata alla base del transistore in serie T1, la sua resistenza interna rimane la stessa, per cui la tensione di uscita tende a variare anch'essa in aumento, come la tensione di ingresso.

Occorre ora considerare che ai capi del diodo zener D2, la tensione rimane costante, in quanto a ciò provvedere la caratteristica di funzionamento dello stesso diodo. Di conseguenza, la tensione presente sulla base del transistore T4, applicata ad essa attraverso R5, aumenta nella stessa misura in cui aumenta la tensione di uscita.

I transistori T4 e T5 sono collegati tra loro in modo da costituire un amplificatore differenziale, che provvede pertanto ad amplificare soltanto una eventuale differenza che sussista tra le rispettive tensioni di base.

Come si può facilmente notare osservando lo schema, attraverso il partitore costituito da R9, R10 ed R11, alla base di T5 viene applicata solo una parte della tensione di uscita, e — di conseguenza — solo una parte di ogni sua eventuale variazione. Ne deriva che una parte dell'aumento di tensione considerato viene applicata anche alla base di T5: ciò determina un aumento corrispondente della tensione presente tra le due basi.

Questo **aumento di tensione** viene amplificato ed **invertito di polarità** ad opera di T4, dopo di che viene trasferito — sotto forma di una **diminuzione di tensione** alla base del transistore T1, attraverso gli stadi ad accoppiamento di emettitore costituiti da T3 e da T2.

Questi ultimi sono del tipo ad accoppiamento di emettitore proprio per evitare che la polarità del segnale venga nuovamente invertita.

La diminuzione della tensione di base di T1 in tal modo ottenuta determina un aumento proporzionale della resistenza interna di questo stadio, che — a sua volta — provoca un aumento della caduta di tensione che si verifica tra i relativi elettrodi estremi, vale a dire tra il collettore e l'emettitore, in rapporto alla corrente assorbita dal carico, che segue il mdeesimo percorso. Di conseguenza, è evidente che — aumentando la tensione di ingresso — si ha un aumento istantaneo della tensione di uscita: tale aumento — tuttavia — provoca indirettamente un aumento della resistenza interna di T1, a seguito del quale la tensione di uscita viene ridotta di un ammontare pari all'aumento originale. Da ciò deriva che — nonostante la variazione della tensione di ingresso — la tensione di uscita resta costante.

Naturalmente, qualora la tensione di ingresso diminuisse anziché aumentare, si avrebbe un fenomeno opposto, tendente però anch'esso a mantenere costante la tensione di uscita. Infatti, una diminuzione istantanea di quest'ultima provocherebbe un aumento della tensione applicata alla base di T1. Ciò diminuirebbe la sua resistenza interna, col risultato di una diminuzione della caduta di tensione ai suoi capi, e di un aumento di compensazione della tensione di uscita.

Per comprendere ora il funzionamento del circuito nei confronti di una variazione eventuale di assorbimento di corrente da parte del carico, occorre partire dal presupposto che la tensione di ingresso rimanga costante, e che si abbia invece una variazione — supponiamo in aumento — della corrente di uscita, a seguito di una diminuzione della resistenza interna del carico.

All'inizio, in assenza di una variazione della tensione di base, la resistenza tra emettitore e collettore di T1 resta costante, per cui la tensione di uscita dell'alimentatore tende a diminuire a causa dell'aumento della corrente assorbita dal carico.

Nell'istante in cui tale diminuzione si verifica, entra in funzione l'amplificatore differenziale costituito da T4 e da T5, producendo un segnale dovuto alla differenza tra le due tensioni di base relative

che — come abbiamo visto — provoca una diminuzione della resistenza interna di T1, esattamente come accadrebbe se fosse diminuita la tensione di ingresso. In tal modo diminuisce la caduta di tensione presente ai suoi capi, provocando un aumento di compensazione della tensione di uscita.

Va da sé che — se la ressitenza del carico aumenta anziché diminuire — si ha una riduzione della corrente da esso assorbita, che si risolve in un aumento della tensione di uscita. Ciò provoca l'effetto opposto, col risultato che l'azione di compensazione la riduce ripristinandone il valore.

Un'ultima prerogativa di questo alimentatore consiste nel fatto che, attraverso R8, esso è in grado di fornire una tensione di alimentazione ausiliaria, che può essere regolata o non regolata, a seconda delle esigenze.

La scelta della tensione nominale e del grado di regolazione può essere effettuata ad arbitrio da chi usa l'apparecchio, a patto che la corrente fornita da questo circuito supplementare venga contenuta entro i limiti compresi tra 25 e 75 milliampère, dimensionando R8 opportunamente, a seconda delle caratteristiche del carico applicato. La tensione minima che è possibile ottenere da questa sezione è di 5 volt, mentre la massima non è soggetta ad alcun limite. Per contro, la corrente minima è di 25 milliampère, e rappresenta l'intensità necessaria per mantenere in funzione il diodo regolatore D3 entro una gamma di valori relativamente bassi dell'impedenza dinamica del carico.

La presa superiore della suddetta tensione ausiliaria (A) corrisponde alla polarità negativa, per cui risulta riferita alla presa di uscita B, che è positiva rispetto ad A, ma negativa rispetto a B. Di conseguenza — volendolo — la tensione ausiliaria può essere prelevata anche tra A e C, nel qual caso — ovviamente — aumenta di valore in quanto viene prelevata in serie alla tensione regolata BC.

Agli effetti dell'impiego, è possibile collegare a massa sia il terminale positivo, sia quello negativo di uscita (rispettivamente B e C). Occorre però considerare che, quando il terminale di uscita C è collegato a massa, resta automaticamente a massa anche il polo positivo di ingresso. Quando invece si collega a massa il terminale negativo B, è impossibile collegare a massa anche il terminale negativo di ingresso.

LA REALIZZAZIONE

Per assicurare l'ottenimento delle migliori prestazioni da parte dell'alimentatore descritto, è bene adottare alcune importanti precauzioni: esistono infatti alcuni provvedimenti in base ai quali il funzionamento raggiunge la massima stabilità, agli effetti sia delle variazioni della tensione di rete, sia delle variazioni di assorbimento da parte del carico.

A causa del valore relativamente elevato della corrente massima erogata, è bene contenere entro il minimo possibile la resistenza di contatto delle diverse saldature, e la resistenza offerta dai due conduttori recanti le linee negativa e positiva di uscita. Tali conduttori dovranno avere una sezione minima di 1,5 millimetri.

L'intero circuito, contenente anche il trasformatore ed il rettificatore a ponte, può essere realizzato su di un unico telaio, provvisto di una basetta di ancoraggio a prese multiple, così come si osserva alla **figura 3**, che indica anche la posizione più consigliabile per i diversi componenti.

L'apparecchio può essere realizzato su di un pannello di materiale isolante avente le dimensioni di 15 × 20 centimetri, e — sul pannello frontale — è possibile applicare una coppia di strumenti (un voltmetro ad alta resistenza interna ed un amperometro della portata di 2 ampère fondo scala), oltre alle prese di uscita, ed alla eventuale presa di massa.

Il fusibile potrà essere installato sul fianco, unitamente all'interruttore, eventualmente incorporandolo nel cambio tensioni, a lato del passa-filo in gomma per il cordone di rete.

I transistori T1, T2 e T3 devono essere montati prevedendo un metodo adeguato per la dissipazione del calore; ad esem-

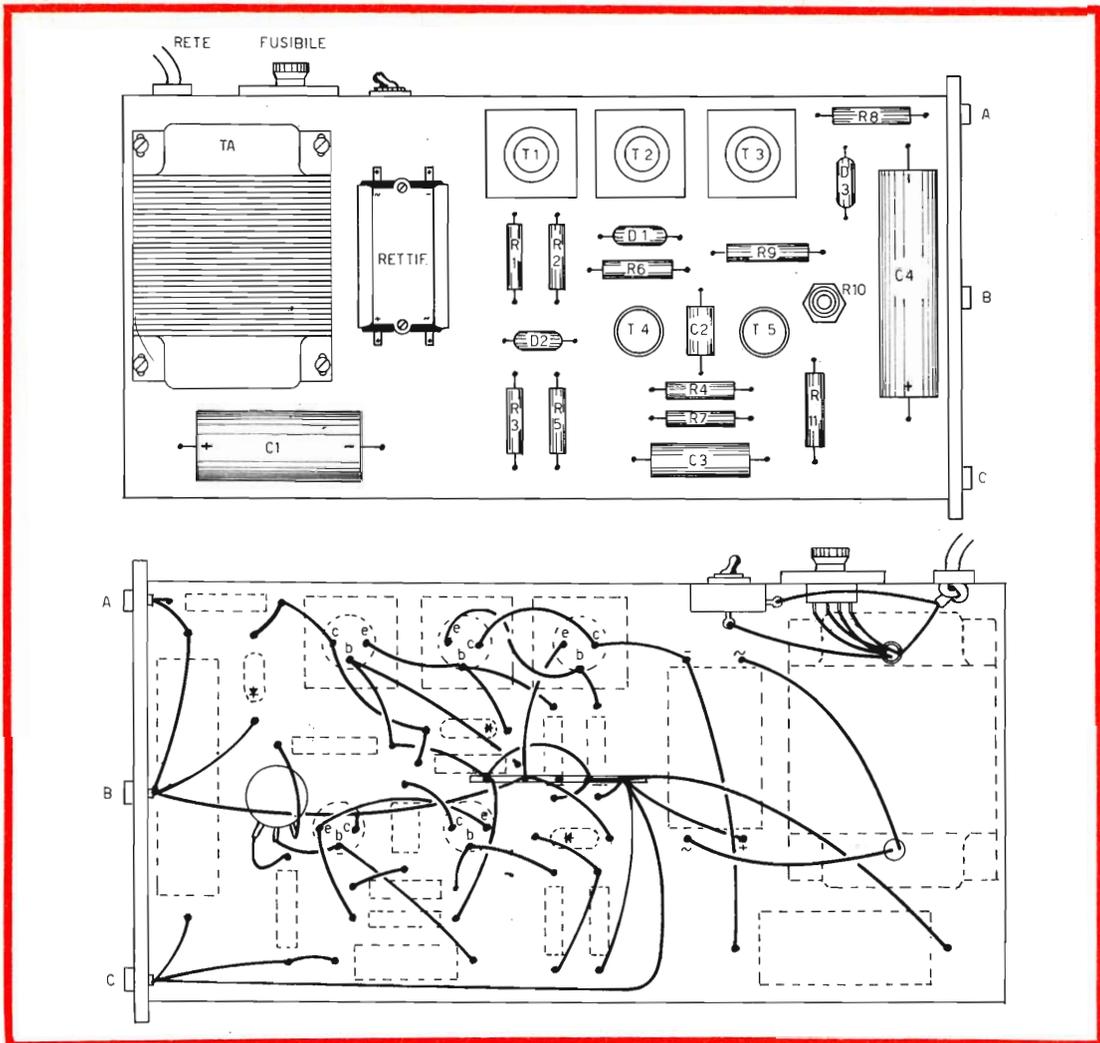



Fig. 3 - Esempio di disposizione dei componenti sulla basetta isolante. In alto, veduta dei componenti: l'immagine in basso rappresenta il telaio capovolto in senso orizzontale, ossia lascando rivolti verso l'alto il cambio-tensioni, l'interruttore, ecc.; in esso sono rappresentati tutti i collegamenti, facendo intravedere per trasparenza l'ingombro dei componenti. Ciascuno di essi è fissato facendo passare i terminali attraverso fori appositamente praticati nella basetta di materiale isolante. Il rettificatore a ponte è rappresentato come un unico elemento, mentre — in realtà — ve ne sono due sovrapposti e collegati in parallelo tra loro. Sul pannello frontale — volendolo — è possibile applicare la presa di massa, e due strumenti indicatori.

pio, facendo in modo che il corpo esterno sia in contatto diretto con una piastrina di alluminio delle dimensioni di 4 × 4 centimetri.

IL CABLAGGIO

Non essendovi circuiti percorsi da segnali ad Alta Frequenza, né componenti reattivi a carattere induttivo, né circuiti a forte amplificazione, il cablaggio non comporta gravi difficoltà.

L'unica precauzione in certo qual modo rilevante, agli effetti della rapidità di responso nei confronti delle variazioni di tensione dovute ai segnali transitori, inevitabilmente presenti nella tensione di

rete, consiste nel mantenere alla minima lunghezza possibile i terminali delle resistenze e delle poche capacità del circuito, onde renderne minima l'induttanza.

Anche la disposizione dei componenti non è critica, per cui — volendo — è possibile modificarla rispetto a quella suggerita. Occorre però tener presente, in ogni caso, che per ottenere il miglior responso nei confronti dei segnali transitori, è bene che il collegamento tra il carico e la capacità di uscita C4 abbia una lunghezza minima.

LE CARATTERISTICHE

L'apparecchio è stato progettato per funzionare entro una gamma di temperature ambiente compresa tra — 55 e + 65 °C. Fornisce una tensione di uscita di 25 volt, positiva o negativa rispetto a massa, a seconda del terminale che viene messo a terra.

La corrente di uscita può variare da 0 a 1,5 ampère, senza che la tensione subisca variazioni apprezzabili. Le variazioni massime della tensione di uscita sono infatti dell'ordine dell'1%.

L'efficacia dei circuiti di stabilizzazione è tale da mantenere costante la tensione di uscita per valori della tensione di ingresso compresi tra 22 e 36 volt, mentre la stabilità della tensione ausiliaria di uscita è dell'ordine di ± 0,2%, per assorbimenti di corrente compresi tra 25 e 75 milliampère.

Il tempo che il circuito di stabilizzazione impiega per riportare la tensione di uscita al valore nominale, in occasione di variazioni della tensione di rete o della quantità di corrente assorbita dal carico (vale a dire della resistenza interna di quest'ultimo), è dell'ordine di 60 microsecondi.

Un'ultima caratteristica assai interessante, agli effetti dell'impiego pratico dell'alimentatore, è il tempo di riscaldamento, vale a dire l'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui il dispositivo viene collegato alla tensione di rete, e l'istante in cui la tensione di uscita raggiunge il valore nominale, e lo mantiene entro la tolleranza stabilita: esso è inferiore ad 1 microsecondo.

CONCLUSIONE

La realizzazione di questo alimentatore consente di disporre di una sorgente di tensione continua costante del valore di 25 volt, che si presta all'impiego in numerosissime applicazioni. Ad esempio, dovendo sperimentare dei circuiti di amplificazione, in modo particolare per i circuiti adatti all'impiego negli strumenti di misura, funzionanti appunto con la tensione suddetta, esso evita di installare sul banco una coppia di accumulatori da 12 volt, la cui presenza è spesso assai scomoda.

Oltre a ciò, mantenendo inalterate le caratteristiche circuitali, e variando solo alcuni componenti, è possibile realizzare il medesimo circuito per ottenere tensioni continue di uscite di 6, 12, 50 e 100 volt, con caratteristiche di stabilità pressoché eguali.

Il potenziometro contrassegnato R10 nello schema di figura 2 serve per la messa a punto finale, e deve essere regolato una volta sola al momento del collaudo. A tale scopo, conviene disporre di due carichi campione, dimensionati con una resistenza ohmica ed un wattaggio tali da applicare l'assorbimento minimo e massimo ai terminali di uscita, e di un voltmetro che non deve essere necessariamente assai preciso, in quanto deve servire soltanto per eseguire misure di confronto.

Dal momento che la corrente di uscita massima è di circa 1,5 ampère, e la minima è nulla, è bene disporre di due resistenze il cui valore può essere facilmente calcolato come segue:

Carico minimo

Stabilendo come carico minimo un assorbimento di soli 10 milliampère, e dal momento che la tensione di uscita è di 25 volt, è assai facile calcolare la resistenza del carico fittizio in base alla legge di Ohm. Infatti, poiché la resistenza è data dal quoziente tra la tensione e la corrente, avremo che

$$R = V : I = 25 : 0{,}010 = 2.500 \text{ ohm}$$

Carico massimo

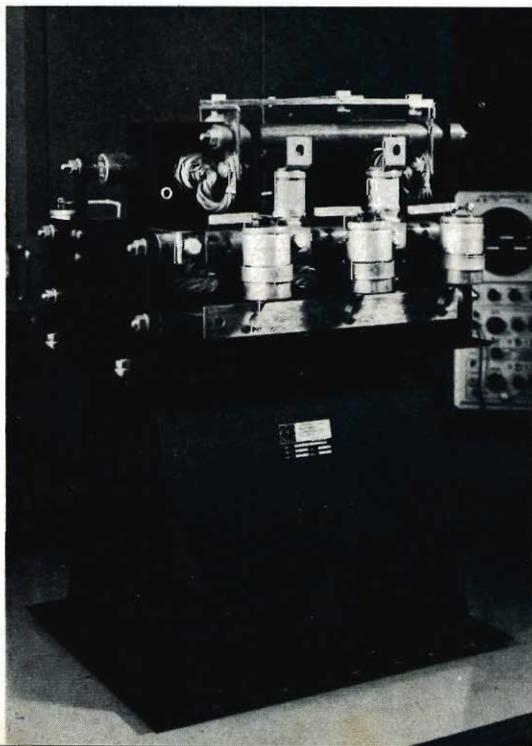
Col medesimo procedimento è altrettanto facile calcolare il valore del carico fittizio che determina il massimo assorbimento consentito, di 1,5 ampère: infatti,

$$R = V : I = 25 : 1,5 = 16,66 \text{ ohm}$$

Naturalmente, le due resistenze dovranno avere un wattaggio sufficiente a sopportare la corrente che le percorre, senza surriscaldarsi, il che alterebbe notevolmente il loro valore: attribuendo alla resistenza per il carico minimo una potenza di 1 watt, ed a quella per il carico massimo una potenza di 80 watt, si può avere la certezza che il riscaldamento non sia tale da alterarne il valore.

Applicando alternativamente le due resistenze all'uscita dell'alimentatore, e regolando R10 fino ad avere uno spostamento nullo dell'indice del voltmetro col variare del carico, è possibile trovare per tentativi una posizione di R10 tale da tradurre in pratica la stabilità dichiarata nelle caratteristiche.

Il raffinamento delle tecniche di formazione delle mascherine, l'uso di nuove lenti il sistema di fotoincisione più accurato, permettono di realizzare circuiti integrati di dimensioni sempre più ridotte, che hanno ora raggiunti i 4-5 mm².

Questi tipi se da una parte presentano limitazioni circa la corrente e la potenza dissipata, dall'altra parte hanno il notevole vantaggio di poter lavorare con tempi di ritardo assai inferiori al nanosecondo, fattore essenziale nei circuiti logici e nei circuiti di conteggio. Questa velocità di risposta è ottenuta non solo grazie alle piccole dimensioni, ma anche alla particolare progettazione del circuito logico; infatti quando un certo numero di transistor è in conduzione, altri transistor sono mantenuti appena sotto la soglia di interdizione, cosicchè nella commutazione il tempo di ritardo del transistor è assai ridotto. Lo spessore della base, che ha influenza fondamentale sulla rapidità di commutazione, ha raggiunto valori di soli 600 A°.

Il sistema per il comando velocità dei motori in c.c. ha subito, in questi ultimi anni, una radicale trasformazione.

Con l'avvento dei diodi controllati infatti, si sono costruite apparecchiature più ridotte in ingombro e con una affidabilità assai elevata.

La International Rectifier Corporation Italiana ha annunciato in questi giorni di avere ulteriormente potenziato il reparto formazioni per sopperire alle sempre più numerose richieste da parte dei Clienti.

Nello stabilimento IR di Borgaro sono state progettate e costruite formazioni a ponte trifase con diodi controllati fino a 900 A medi e 1200 V di picco inverso.

Nella fotografia è illustrato un gruppo da 450 A a convenzione forzata in aria con ventilatore e relé di mancata ventilazione, condensatori di protezione, fusibili extrarapidi e diodi di ricircolazione (free weeling).

PONTE RCL UNIVERSALE SEMPLIFICATO

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Esaminati rapidamente vari tipi di ponti R.C.L. ed i loro principali pregi e difetti, viene descritta la costruzione di un ponte universale di Wheatstone semplificato, che consente la misura precisa di induttanze, capacità e resistenze.

Uno degli strumenti ritenuto fra i più precisi è senz'altro il ponte di misura. Infatti, a differenza di molti altri strumenti, qualunque sia il circuito o la grandezza misurata, effettua la misura per azzeramento e ciò consente di usare rivelatori di sensibilità sufficientemente alta, per cui anche il più piccolo errore di azzeramento viene rivelato.

Passando dalla teoria alla pratica si hanno però difficoltà realizzative non indifferenti.

In primo luogo l'impiego di un indicatore di zero estremamente sensibile, come ad esempio un microamperometro od un galvanometro, introduce un elemento molto delicato e facile da danneggiarsi.

In secondo luogo una simile soluzione male si presta a funzionare con i ponti alimentati in corrente alternata. Per tutto ciò, mentre nei ponti di misura di 50 anni fa era generalizzato l'impiego di uno strumento ad indice quale indicatore di zero, negli anni immediatamente precedenti la seconda guerra mondiale esso fu sostituito gradatamente dall'indicatore elettronico od « occhio magico ».

Una terza soluzione, rappresentata da un segnalatore acustico, quale una cuffia od un altoparlante, è caduta in disuso, sia per le indicazioni piuttosto incerte che si ottengono, sia perché non è adatta a funzionare con i ponti in corrente continua od a frequenza ultraacustica.

Stante questa situazione, nel realizzare il ponte R.C.L., che più avanti descriveremo, abbiamo dato la preferenza ad un indicatore elettronico di zero, come il più efficiente, robusto ed economico tipo di indicatore per ponti che oggi si conosca. Restava da decidere quale circuito di ponte si doveva adottare, scegliendolo fra i tipi Wheatstone, Sauty, Maxwell, Hay, ecc.; abbiamo preferito il ponte di Wheatstone per i motivi qui di seguito illustrati.

Vari tipi di ponti

Nella figura 1 sono riportati i circuiti fondamentali relativi ai principali tipi di ponti oggi in uso.

Basta dare uno sguardo a questa figura per rilevare che il circuito a), relativo al ponte di Wheatstone, è di gran lunga il più semplice. Inoltre, avendo rami simmetrici è, a differenza di altri ponti, poco sensibile alle variazioni che intervengono nella sorgente « G » di alimentazione del ponte.

Ma il vantaggio che ci sembra di gran lunga maggiore è che fornisce nella misura di una qualsiasi grandezza un unico punto di zero.

Altri tipi, invece, come ad esempio quelli di Maxwell e di Hay, all'atto pratico, presentano più punti di minimo e, ad aggravare le cose, interviene il fatto che a seconda di come si regolano R1 ed R3 (« d-e » in figura 1) si possono far variare quasi a piacimento questi minimi.

In più, questi ponti danno delle letture che sono una precisa funzione della frequenza di alimentazione, per cui richiedono una rigorosa stabilizzazione che non può essere certamente ottenuta con facilità ed economicità di mezzi.

Il ponte di Wheatstone, quando per estendere le portate si raggruppano gli elementi Z2-Z3 di figura 1 a in un unico potenziometro, da una scala dei rapporti non lineare per cui la precisione di lettura non è uguale in tutti i punti della scala. Tuttavia, il fatto che ciò consente rapporti di lettura per scala di 100 : 1 utili e 10.000 : 1 orientativi (contro 12 : 1 circa delle scale lineari degli altri tipi di ponte) può riuscire comodo per effettuare misure facili e rapide, senza dover cambiare troppe volte di portata. Attualmente il circuito a ponte di Wheatstone, a cui ab-

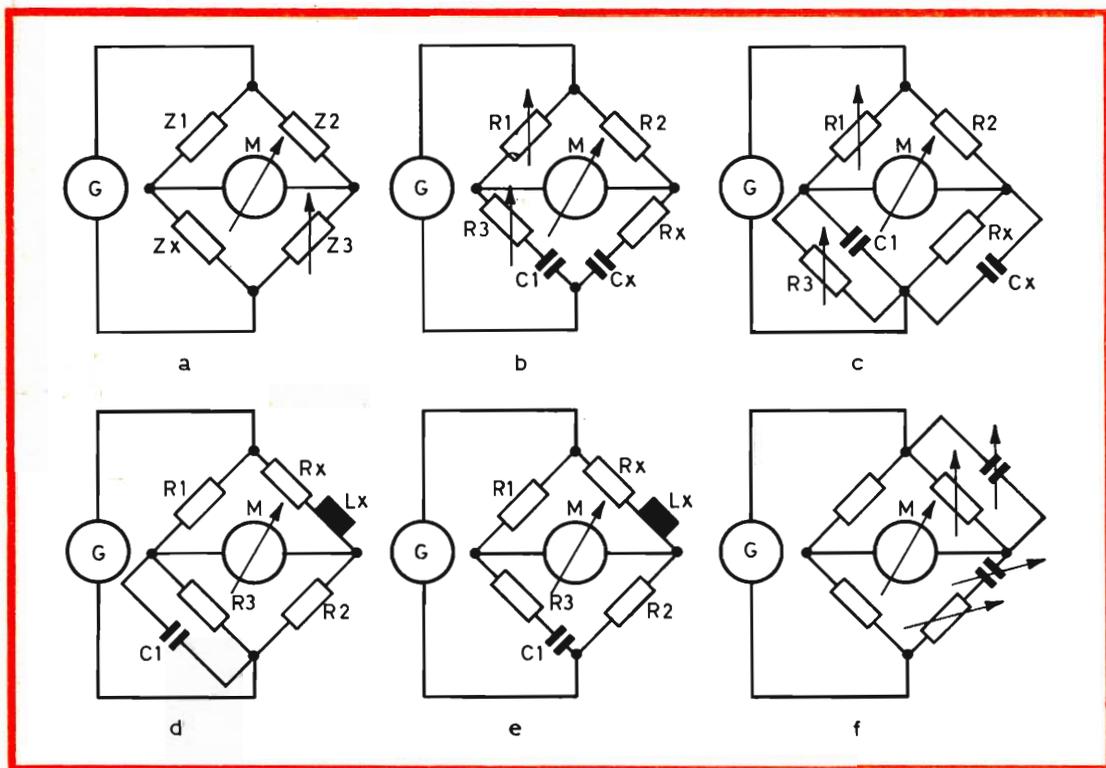



Fig. 1 - Alcuni circuiti fondamentali di ponti di misura: a) Wheatstone; b) Sauty serie, c) Sauty parallelo; d) Maxwell; e) Maxwell serie o Hay; f) Wien.

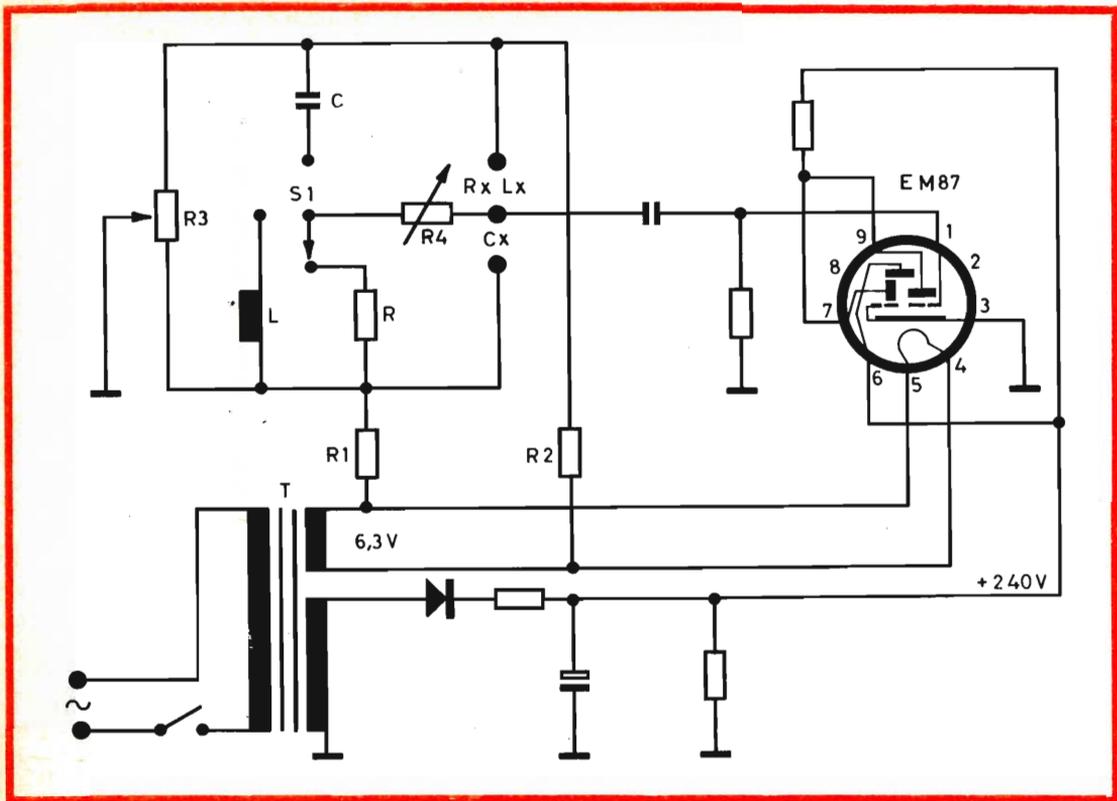



Fig. 2 - Schema semplificato del ponte R.C.L.

biamo dato la preferenza per la nostra realizzazione sperimentale, non è fra i più diffusi perché richiede numerosi campioni di misura.

Infatti, un ponte di Wheatstone, a parità di portate e prestazioni, richiede non meno del doppio di campioni, tra cui parecchi condensatori ed induttanze di precisione.

Per ovviare a tale inconveniente abbiamo scelti rapporti di scala piuttosto elevati, per cui siamo riusciti a contenere il numero di questi campioni in limiti ragionevoli, con il vantaggio di avere uno strumento che da letture univoche e sicure.

Lo schema elettrico

In figura 2 è riportato lo schema elettrico semplificato del ponte R.C.L. Il trasformatore T ha un secondario a 6,3 V che accende il filamento dell'indicatore elettronico EM87 e, attraverso i resistori limitatori di corrente R1 ed R2, applica una tensione alternata a 50 Hz al ponte.

Le resistenze ed induttanze da misurare si collegano ai morsetti Rx Lx, mentre le capacità ai morsetti Cx. È necessaria questa disposizione dei morsetti per evitare di dover tracciare in sede di taratura una scala supplementare reciproca per le capacità.

L'elemento di cui occorre misurare il valore viene posto elettricamente a confronto con gli elementi campione di precisione, contenuti nel ponte, e che sono contraddistinti in figura 2 con R-C-L. Un commutatore S1 provvede ad inserire i campioni di resistenza, capacità ed induttanza a seconda del genere di misura e portata. Il potenziometro R4, nelle misure di condensatori di elevata capacità o di grandi induttanze, serve ad introdurre in serie ai corrispondenti campioni del ponte, una resistenza dissipativa. Nel caso delle bobine, ad esempio, poichè il fattore

di merito è $Q = \omega L/R$, regolando R4 è possibile misurare di quanto l'induttore sotto misura differisce nel fattore di merito rispetto al campione sito nel ponte, ossia in definitiva, di misurare il valore di Q.

Mediante il potenziometro R3, invece, si provvede ad azzerare il ponte, leggendo sulla scala graduata (di cui R3 è munito) di quanto l'elemento che si sta misurando differisce rispetto al campione interno. Quando il ponte è azzerato lo schermo rettangolare luminoso della EM 87 presenta una zona d'ombra massima.

È stato scelto questo tipo d'indicatore elettronico perchè fra i più sensibili (più del doppio della EM 84) e già con una frazione di volt applicato in griglia, da una indicazione ben visibile.

La tensione anodica per questo tubo è ricavata da un secondario a 190 V dal trasformatore di alimentazione T e, stante il minimo consumo, il filtraggio risulta ridotto al minimo.

Ciò premesso, possiamo passare ad esaminare lo schema elettrico completo del ponte R.C.L. che è riportato nella figura 3. Esso differisce essenzialmente dallo schema semplificato di figura 2 perché vi sono riportati tutti i 10 elementi campione usati nel ponte e vi compare inoltre un trasformatore ausiliario T2 che, inserito o meno dalla sezione S2 del commutatore di portata, consente di alimentare il ponte con 30 V anzichè 6,3 V per meglio misurare valori estremi, quali resistenze molto elevate o piccolissime capacità. È presente anche su S1-S2 una undicesima posizione, contraddistinta con la lettera A, che corrisponde a quella di « ponte aperto ». In tale posizione è possibile effettuare la misura per confronto con elementi collocati esternamente al ponte.

Ciò riesce utile particolarmente per controllare l'uguaglianza dei gioghi di deflessione TV, di trasformatori, di avvolgimenti di motori, relé, ecc. rilevando anche la presenza di eventuali spire in cortocircuito. Nella posizione di ponte aperto è anche possibile effettuare misure di tolleranza rispetto un campione esterno, lavorando col rapporto 1 : 1 indipendentemente dal valore assoluto. Poichè il rapporto utile del ponte è di 100 : 1 anche i valori dei campioni interni sono distanziati fra loro di 100.

Costruzione

Il ponte universale R.C.L. semplificato può trovare comodamente posto in una cassetta di 155 x 255 x 135 mm; i comandi sul pannello frontale sono disposti come visibile in figura 4. Oltre ai 3 morsetti ed all'interruttore di rete, posto sotto la scala graduata che è quella di R3, vi sono sul lato sinistro il commutatore di portata S1-S2 e, sopra a questo, il comando di R4.

Chi volesse introdurre ulteriori semplificazioni può omettere R4 ed abolire T2 ed anche la sezione S2 del commutatore di portata. In tal caso R2 può essere omessa senza inconvenienti.

Secondo lo schema di fig. 3 le misure effettuabili con questo ponte si estendono come segue:

Resistenze:	da 1 Ω a 100 MΩ;
Capacità:	da 10 pF a 1000 μF;
Induttanze:	da 100 μH a 10 H.

La precisione di taratura della scala dei rapporti è dell'1% in corrispondenza degli inizi di scala.

Omettendo R4, nonchè T2, S2 ed R2, le prestazioni del ponte si riducono in pratica come segue:

Resistenza:	da 1 Ω a 10 MΩ;
Capacità:	da 100 pF a 1000 μF;
Induttanza:	da 100 μH a 10 H.

La precisione resta però invariata e pertanto, in molti casi, può riuscire comodo semplificare ulteriormente il ponte, come indicato.

La realizzazione meccanica è assai semplice; tutti i componenti sono collocati e fissati posteriormente al pannello frontale, tranne T1 e T2 che vanno fissati nell'interno della fascia inferiore della cassetta metallica. R9, R10, C5 e D1 vengono collocati su un listello di ancoraggio da fissarsi accanto a T1. Posteriormente, la cassetta metallica deve essere finestrata per consentire una sufficiente ventilazione dell'interno e ciò affinchè non si creino sovratemperature che potrebbero nuocere alla precisione dei campioni interni.

Taratura

La taratura del ponte si effettua segnando su una scala circolare, che si sarà po-

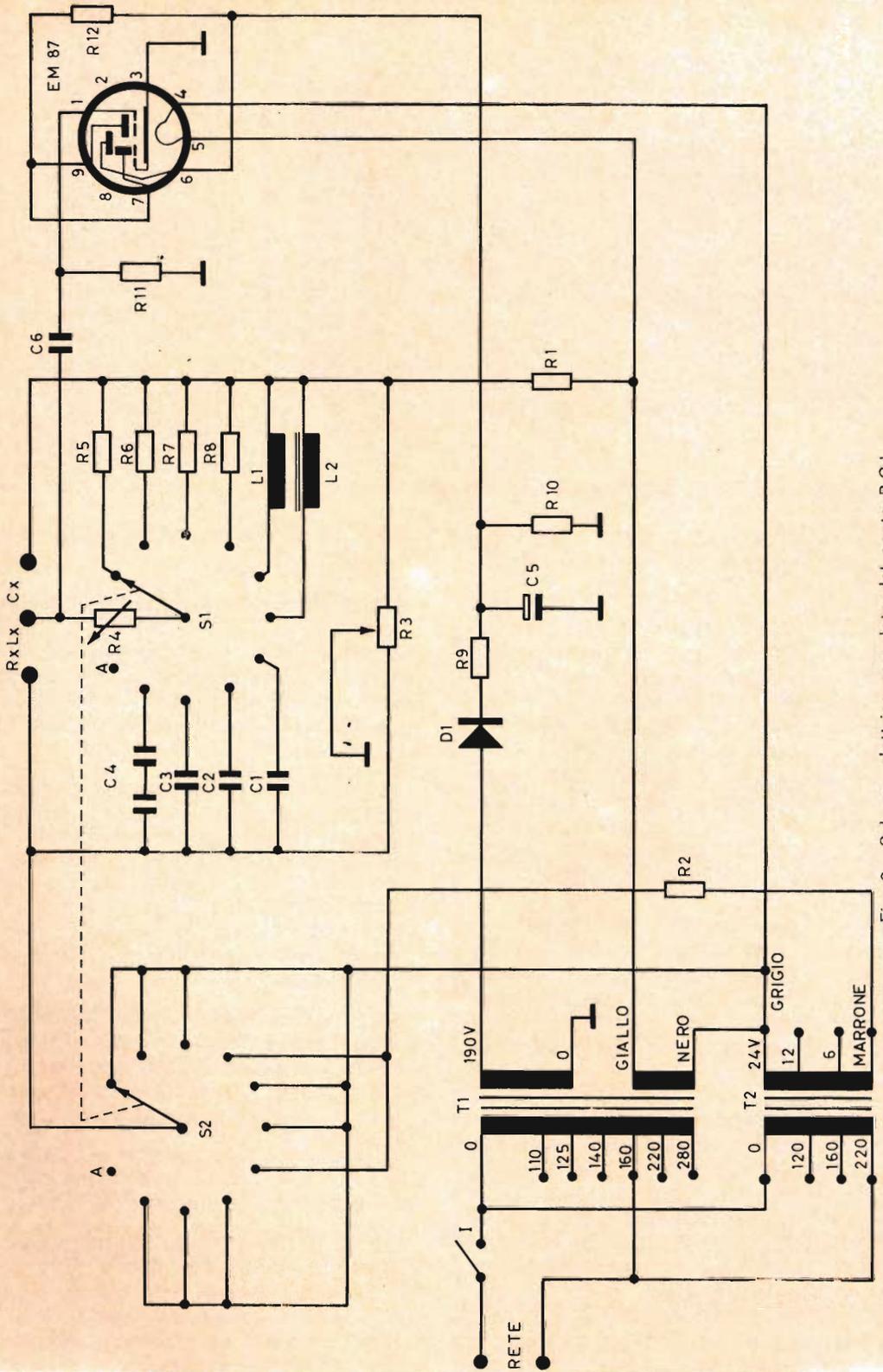



Fig. 3 - Schema elettrico completo del ponte R.C.L.

Fig. 4 - Disposizione dei comandi nel ponte R.C.L.

sta in corrispondenza del comando di R3, le posizioni assunte da un indice solidale col perno di R3.

Si pone il commutatore S1-S2 nella posizione A e si collegano ai morsetti due resistenze campione (tolleranza 1%) di valore uguale (es.: 10.000 Ω e 10.000 Ω); si azzera il ponte, ruotando R3 sino ad avere la massima apertura d'ombra sullo schermo della EM 87, ed R4 va tutto escluso. Trovata questa posizione, che corrisponde al rapporto 1 : 1 e quindi al centro scala, si fisserà permanentemente l'indice in posizione perfettamente verticale.

Poi si toglie una delle due resistenze identiche e mediante una cassetta di resistenze a decadi o con una serie di resistenze all'1% che s'inseriscono al suo posto, si troveranno tutti i punti di azzeramento corrispondenti a tutti i rapporti da 1 : 100 a 100 : 1.

Ad esempio, lasciando inserita fra i morsetti Rx la resistenza da 10.000 e ponendo in successione decadica fra i morsetti Cx resistenze con valori compresi fra 100 e 1000 Ω si possono tracciare, sulla scala di R3, i valori corrispondenti ai rapporti che vanno da 0,01 a 0,1. Poi, inserendo sempre in successione decadica, resistenze da 1000 a 10.000 Ω si tracciano sulla scala tutti i rapporti da 0,1 a 1. Il rapporto 1 : 1 deve coincidere perfettamente (entro l'1%) con il centro scala già segnato in precedenza.

Sostituendo alla resistenza da 10.000 Ω una da 100 Ω, sempre usando la serie di resistenze decadiche, è poi possibile tarare la scala per i rapporti da 1 a 10 (inserendo resistenze da 100 a 1000 Ω) e da 10 a 100 (inserendo resistenze da 1000 a 10.000 Ω).

In pratica, occorrono per la taratura 14 resistenze campione ,12 delle quali vanno collegate come illustrato in figura 5. I valori di queste ultime sono i seguenti:

n. 5 resistenze da 100Ω 1%
n. 1 resistenza da 500Ω 1%
n. 5 resistenze da 1000Ω 1%
n. 1 resistenza da 5000Ω 1%.

Terminata la taratura della scala si provvederà a ridisegnarla in modo estetico applicandola poi definitivamente sul pannello.

Si tara poi R4 mediante un ohmetro a c.c., riportando direttamente sul pannello i valori in ohm che corrispondono alle varie posizioni della manopola ad indice.

Terminate così la taratura del ponte, si può verificare la precisione e l'efficienza dei campioni interni effettuando alcune misure con elementi di valore noto. Le portate sono elencate nella tabella della pagina a fianco.

Posizione del commutatore		Portata utile	Portata orientativa
10 Ω	(R5)	1 - 100 Ω	0,1 - 1.000 Ω
1 kΩ	(R6)	100 - 10.000 Ω	10 - 100.000 Ω
0,1 MΩ	(R7)	10.000 - 1 MΩ	1.000 - 10 MΩ
10 MΩ	(R8)	1 M - 100 MΩ	100.000 Ω - —
1 mH	(L1)	100 μH - 10 mH	— - 0,1 H
1 H	(L2)	0,1 H - 10 H	10 mH - 100 H
100 pF	(C1)	10 pF - 100 pF	— - 1.000 pF
10 k pF	(C2)	1 kpF - 0,1 μF	100 pF - 1 μF
1 μF	(C3)	0,1 μF - 10 μF	10 kpF - 100 μF
100 μF	(C4)	10 μF - 100 μF	1 μF - —
A	—	c.s.	c.s.

Con induttanze di basso valore, per evitare di compiere l'errore di misurare l'impedenza invece che l'induttanza, basterà prendere la precauzione di misurare separatamente con un ohmmetro a c.c. la resistenza ohmica della bobina campione rispetto a quella della bobina di cui si deve misurare l'induttanza, aggiungendo in serie una resistenza.

Se, come quasi sempre avviene, la minore resistenza è quella dell'elemento usato come campione, basterà inserire R4 per quel tanto che basta per bilanciare i valori ohmici. Curando questo particolare verrà misurato soltanto il rapporto d'induttanza fra campione ed elemento incognito e non l'impedenza.

L'indicazione di zero è unica e rapida da ottenere. Ad esempio, se con inserito il campione L1, l'azzeramento si ottiene per un'induttanza incognita su 0,4 della scala di R3, ciò vuol dire che il valore di quest'ultima induttanza è di 0,4 x ImH, ossia di 0,4 mH.

Per terminare occorrerà dire ancora qualche parola a proposito dei campioni interni.

Resistenze con tolleranza dell'1% sono facilmente reperibili; non così per i condensatori e le induttanze per cui occorre ordinarle appositamente a fabbriche specializzate. Se ci si accontenta di una precisione dell'1% per le resistenze, del 5% per le capacità e del 20% per le induttanze, si possono però reperire anche questi componenti già pronti in commercio con modica spesa.

Per le capacità non vi è allora nulla da aggiungere, trannne che per C4 il cui va-

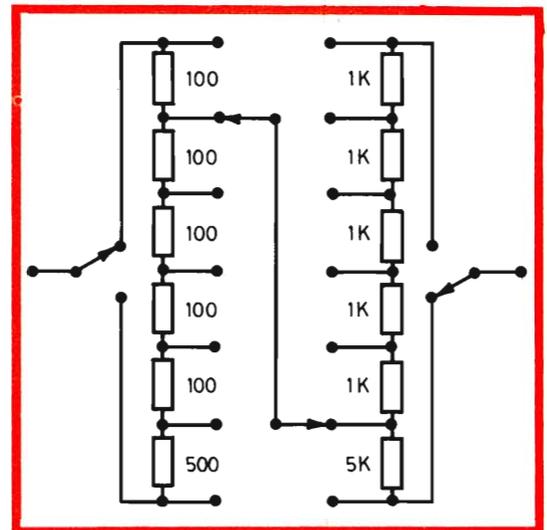



Fig. 5 - Collegamento delle resistenze campione necessarie per tarare il ponte.

lore esatto va ottenuto e portato in tolleranza del 5% ponendo in serie ed in parallelo più condensatori elettrolitici ed a carta fino ad ottenere un perfetto rapporto x 10 col commutatore di portata posto sulla posizione 1 μF.

Per L1 si provvederà a togliere completamente il nucleo alla bobina, con chè questo componente assume il valore di 1 mH quasi esatto.

Per L2 occorre invece, senza manomettere il pacco dei lamierini, togliere pazientemente 312 spire dell'avvolgimento, con chè l'induttanza assume un valore assai prossimo ad 1 H, come desiderato.

Potendo far ricorso ad un ponte di precisione è ovvio che gli elementi scelti come campione, anche se originariamente con tolleranza più bassa, possono essere portati ad alta precisione. Allo scopo vanno aggiunte in parallelo piccole capacità ai candensatori scelti fra quelli che hanno scarsa capacità e vanno tolte spire alle induttanze errate, originariamente di valore eccessivo.

G.A.U.

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	R1 - 10 Ω - 5 W a filo - 10%	D/76
1	R2 - 3,3 kΩ - 1/2 W - 10%	D/32
1	R3 - 10 kΩ potenziometro a filo	D/353
1	R4 - 1 kΩ potenziometro a filo	D/341
1	R5 - 10 Ω - 2 W - 1%	D/54-4
1	R6 - 1 kΩ - 1/2 W - 1%	D/54-2
1	R7 - 100 kΩ - 1/2 W - 1%	D/54-2
1	R8 - 10 MΩ - 1/2 W - 5%	D/69
1	R9 - 6,8 kΩ - 1 W - 10%	D/42
1	R10 - 330 kΩ - 1 W - 10%	D/42
1	R11 - 3,3 MΩ - 1/2 W - 10%	D/32
1	R12 - 100 kΩ - 1/2 W - 10%	D/32
1	C1 - 100 pF - 5%	B/26
1	C2 - 10 kpF - 5%	B/30
1	C3 - 1 μF in carta e olio - 5%	B/794-2
1	C4 - 100 μF - vedi testo	—
1	C5 - 16 μF - elettrolitico 350 V	B/468
1	C6 - 40 kpF - 150 V	B/179-5
1	L1 - 1 mH - 5 Ω - vedi testo	O/477
1	L2 - 1,5 H - 50 Ω	H/11
1	T1 - trasformatore da 15 VA - primario universale - secondario 190 V/50 mA - 6,3 V/1A	H/189-1
1	T2 - trasformatore da 1,5 VA - primario universale - secondario 6-12-24 V/0,065 A	H/323-1
1	indicatore di sintonia EM 87	—
1	zoccolo noval per EM 87	G/2658
1	D1 - diodo BY 100	—
1	I - interruttore unipolare	G/1101
1	PR - cordone in vipla con spina	C/222-1
2	morsetti color nero	G/914-1N
1	morsetto color rosso	G/914-1R
1	ancoraggio 6 posti più 1 di massa	G/479-2
1	S1-S2 - commutatore 2 vie - 11 posizioni	G/1036
1	cassetta metallica 155 x 255 x 135 mm	—
1	manopola ad indice	F/36
2	manopole	F/195-4

NOVITÀ

GIRADISCHI Hi-Fi DUAL 1015

bilanciamento del braccio

rogolazione anti-skating

Principali caratteristiche

- braccio completamente metallico di minima massa, bilanciato in tutti i piani, con sospensione a minimo attrito
- sistema semplicissimo di bilanciamento del braccio
- pressione di appoggio del braccio regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p
- automatismo del braccio funzionante in modo sicuro fino alla minima pressione di appoggio di 0,5 p/s. Sensibilissimo scatto di fine corsa
- dispositivo di compensazione anti-skating regolabile in modo continuo per pressione di appoggio da 0 a 5,5 p
- dispositivo di discesa frenata del braccio con ammortizzatore ai siliconi
- docili comandi a cursore, che permettono la manovra senza oscillazioni della piastra
- cambiadischi automatico per dischi di misura standard per mezzo di uno speciale perno portadischi autostabilizzante
- antimicrofonicità assicurata dalla estremamente bassa risonanza propria dell'apparecchio grazie all'isolamento acustico delle sospensioni e del contrappeso del braccio
- montaggio straordinariamente semplice dell'apparecchio, senza attrezzi, agendo dal disopra del pannello

Dual

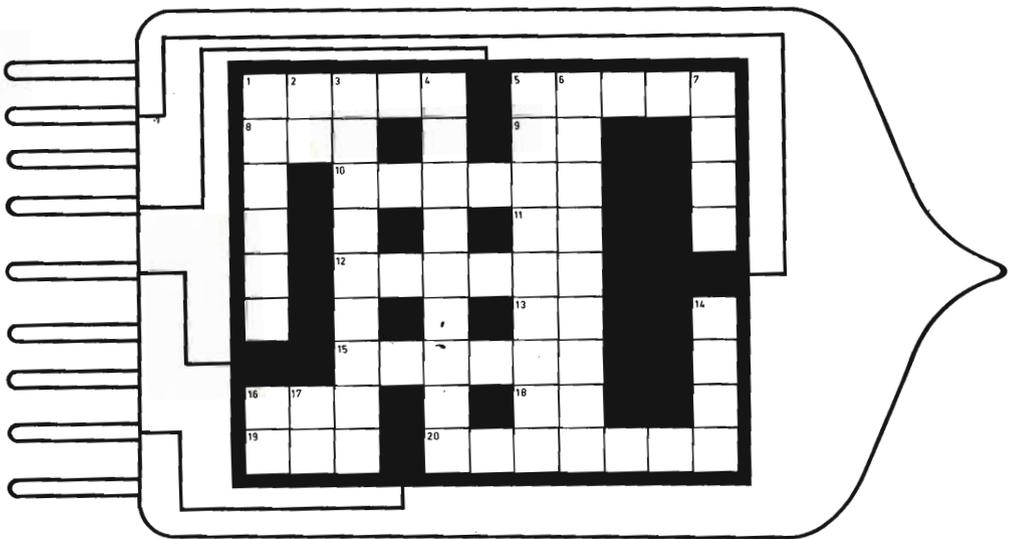
GEBRUEDER STEIDINGER - ST. GEORGEN/SCHWARZWALD

Rappresentante e Concessionaria Esclusiva per l'Italia:

RAPIT S.R.L. - MILANO VIA S. GREGORIO, 45 TEL. 652.220

ASSISTENZA TECNICA E PEZZI DI RICAMBIO

IL TETRODO

CRUCIVERBA TECNICO

ORIZZONTALI

1) Accoppiamento induttivo a basso coefficiente - 5) Materiale magnetico - 8) Doppio triodo - 9) Metà nucleo circolare di ferrite - 10) Ioni negativi - 11) Non sono onde lunghe né corte - 12) L'opposto dei massimi, anagrammato - 13) Energia nucleare - 15) Lo deve essere l'impedenza del carico - 16) Unità di pressione acustica - 18) Radiotelegrafista - 19) Bobina come il suo nido - 20) Isolante incombustibile.

VERTICALI

1) Unisce l'elettrone al nucleo - 2) Transistor al germanio per bassa frequenza - 3) Si fa per ricavare energia da un condensatore carico - 4) Così deve essere l'antenna TV - 5) Misurano il livello di rumore - 6) È stata soppressa - 7) In codice la fascia grigia indica questa cifra - 14) Conduttore non isolato - 16) Sigla di diodo al silicio - 17) Sigla di fotoresistenza.

RELE' ELETTRONICI SENZA CONTATTI ELETTRICI

ELETTRONICA INDUSTRIALE

I PARTE

In questi ultimi anni abbiamo assistito all'introduzione nel mondo dell'elettronica di numerosi tipi di dispositivi funzionanti a semiconduttori, che si sono rivelati adatti ai circuiti di commutazione alimentati sia a corrente continua, sia a corrente alternata. Attualmente, i circuiti di commutazione a semiconduttori possono essere impiegati in tutti quei casi in cui — fino a poco tempo fa — era indispensabile ricorrere all'impiego di relé elettro-magnetici, con tutte le loro limitazioni di sensibilità e di durata. Sebbene l'argomento sia già stato considerato in altre occasioni, questo articolo, rielaborato da una nota di Wireless World, mette in evidenza i numerosi vantaggi che i semiconduttori — ed in particolare i rettificatori controllati — offrono al confronto con i relé. Tra di essi figurano l'assoluta mancanza di logorio di natura meccanica, l'assenza di qualsiasi tipo di manutenzione o di messa a punto, e la totale mancanza di scintille dovute all'apertura ed alla chiusura di contatti metallici.

Come accade per tutti i semiconduttori, occorre in primo luogo considerare che i dispositivi di commutazione che stiamo per descrivere non presentano esclusivamente dei vantaggi rispetto ai tipi funzionanti a relé. Ad esempio, oltre una certa dissipazione di potenza, entro la quale non occorre adottare alcuna misura precauzionale, è necessario predisporre un sistema di dissipazione del calore onde evitare che il cristallo si deteriori per eccesso di temperatura nelle giunzioni. Oltre a ciò, può accadere che — a causa di improvvise e rilevanti variazioni in aumento della tensione di rete — si producano impulsi transitori, spesso accentuati dalla presenza nel circuito di carichi di natura induttiva, che possono arrecare seri danni ai semiconduttori.

Ciò non toglie tuttavia che, con opportuni accorgimenti, sia possibile ovviare ai pericoli di cui sopra, ricavando così il massimo vantaggio che i semiconduttori offrono al confronto con le valvole termoioniche e con i dispositivi elettromeccanici.

INTRODUZIONE

I progressi che vengono vieppiù conseguiti nei campi dell'automazione e delle applicazioni elettroniche determinano il continuo sviluppo di nuovi circuiti, atti a realizzare in modo automatico vari tipi di operazioni per le quali — in passato — erano costantemente necessari gli interventi del controllo e dell'azione umana. In particolare, ciò è

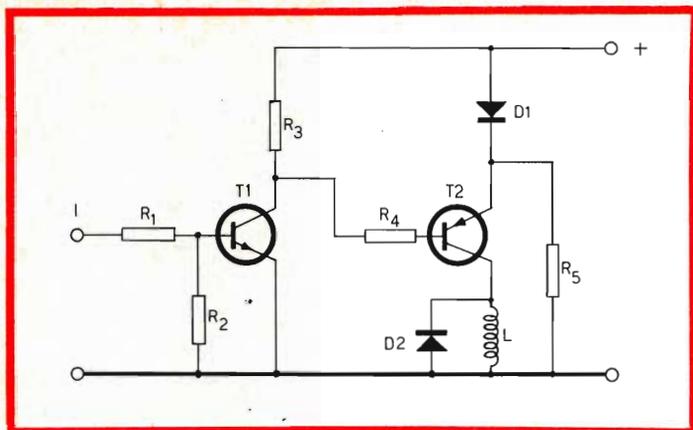



Fig. 1 - Esempio di comando mediante relé (solenoide), azionato mediante un circuito a transistori. Il comando avviene con sufficiente rapidità, ma sussistono le inevitabili limitazioni di sicurezza e di durata che sono tipiche di un relé i cui contatti siano sottoposti agli effetti di una forte corrente.

vero per quanto riguarda i circuiti di commutazione, per i quali già da tempo sono state escogitate numerose soluzioni impieganti per l'appunto dei relé, comandati o meno da apparecchiature elettroniche o meccaniche.

Un circuito di cui si riscontra comunemente l'applicazione nelle moderne apparecchiature è quello basato sull'impiego di un dispositivo denominato **solenoide** o di altri tipi, normalmente di natura elettro-magnetica. Sovente, si ricorre ai circuiti appartenenti a questa categoria per eccitare gli avvolgimenti dei martelletti recanti le lettere ed i segni dell'alfabeto nelle macchine da scrivere elettriche, per determinare la punzonatura elettrica delle schede nei centri meccanografici, per provocare il funzionamento dei freni nei registratori a nastro, e per altre applicazioni similari.

I VECCHI SISTEMI

A titolo di esempio, il circuito illustrato alla **figura 1** rappresenta lo schema di principio di un dispositivo elettronico a solenoide, in grado di effettuare una commutazione fino ad un'intensità di corrente massima di 5 ampère. In esso, lo stadio pilota T1 è necessario per provocare il passaggio di una corrente di base nello stadio successivo, sufficiente a determinare l'eccitazione dell'avvolgimento L del solenoide.

In condizioni di riposo, T1 si trova in stato di interdizione, in quanto non esiste alcuna tensione tra l'emettitore e la base. In assenza di tale tensione, il collettore del primo stadio — non essendovi corrente attraverso la resistenza di carico — viene ad avere un potenziale assai prossimo a quello della tensione di alimentazione, la quale risulta applicata anche alla base del secondo transistore attraverso R4.

Nemmeno quest'ultimo — a sua volta — viene percorso da una corrente, in quanto il relativo emettitore viene mantenuto ad un potenziale negativo rispetto alla base, ad opera della caduta di tensione che si presenta ai capi del diodo al silicio D1, attraverso il quale può passare solo una corrente di intensità assai ridotta. Di conseguenza, anche l'emettitore viene ad avere una tensione prossima a quella generale di alimentazione, per cui lo stadio è in stato interdizione.

Non appena viene applicata all'ingresso (I), una tensione positiva di ampiezza sufficiente, il primo stadio T1 passa immediatamente dallo stato di interdizione a quello di saturazione, portando il potenziale di collettore dal valore della tensione di alimentazione ad un valore prossimo a quello del potenziale di massa. In tal caso, il

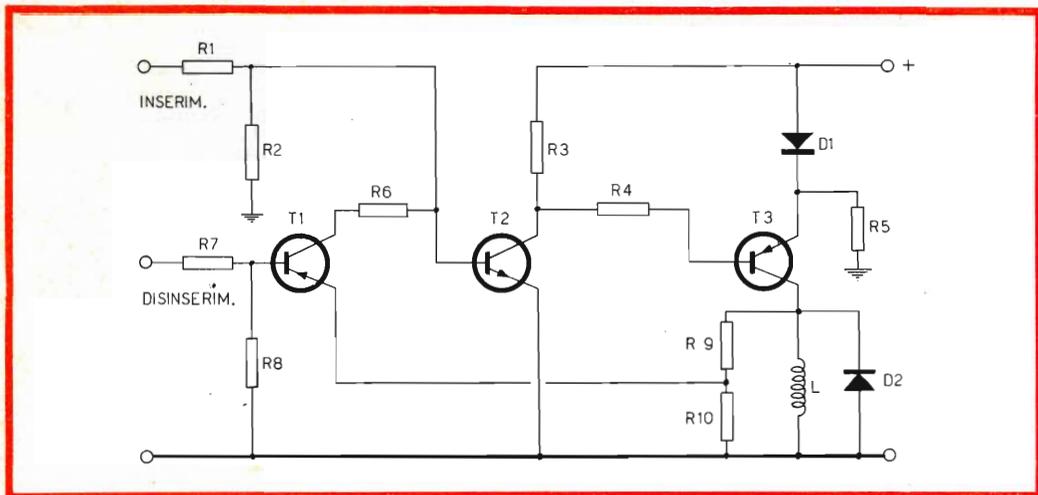



Fig. 2 - Mediante l'aggiunta di un terzo transistore, l'effetto tipico del circuito di figura 1, detto effetto di « chiavistello », viene certamente accentuato, a vantaggio delle possibilità di impiego. Ciò — tuttavia — non elimina gli inconvenienti derivanti dall'impiego di un relé, dei quali si è già detto a proposito del circuito di cui alla figura precedente.

secondo stadio, T2, viene ad essere polarizzato in senso diretto, per cui si ha il passaggio di una corrente di base che parte della linea di alimentazione positiva, scorre attraverso il diodo D1, attraversa la giunzione emettitore-base di T2, e raggiunge la massa attraverso la resistenza di base di T2 (R4) ed il transistore T1.

Ciò porta anche il secondo stadio in condizioni di saturazione, per cui si ha il passaggio di una notevole intensità di corrente attraverso il solenoide L.

In questo particolare dispositivo, quando viene tolta la tensione di eccitazione applicata all'ingresso I del primo stadio, ai capi dell'avvolgimento L si produce una tensione transitoria dovuta all'improvviso collasso della corrente. Questa tensione transitoria, che può essere determinata in base alla formula

$$e = -L \Delta I/t$$

nella quale e rappresenta la tensione in volt, L l'induttanza in millihenry, Δ I la variazione di intensità della corrente (dal massimo al minimo), e t il tempo espresso in secondi durante il quale tale variazione si verifica, può raggiungere un'ampiezza di diverse centinaia di volt se non viene opportunamente soppressa, ed è pertanto tale da mettere in serio pericolo l'integrità del transistore T2.

Infatti, se — ad esempio — attribuiamo all'induttanza L un valore di 5 millihenry, alla corrente massima l'intensità di 1 ampère, ed al tempo di commutazione una durata di 10 microsecondi, abbiamo che:

$$e = \frac{-5 \times 10^{-3} \times 1}{10 \times 10^{-6}} = -500 \text{ V}$$

Agli effetti della soppressione di questa tensione pericolosa, è sufficiente collegare in parallelo alla bobina L un diodo (D2) nel modo illustrato, con una polarità tale da condurre corrente soltanto durante il periodo di tempo in cui si presenta la tensione transitoria. Naturalmente, il diodo deve avere caratteristiche tali da consentire

il passaggio della corrente che si sviluppa, senza deteriorarsi.

Il circuito testé descritto può essere modificato nel modo illustrato alla **figura 2**, mediante l'aggiunta di un terzo transistore (T1) e di una resistenza. In tal caso, la bobina L viene ad essere eccitata solo quando viene tolto il segnale di ingresso applicato al primo transistore.

Quando il solenoide del relé elettromagnetico viene percorso da corrente, la tensione positiva presente sul collettore di T3 viene applicata all'emettitore del transistore T1 del tipo « p-n-p » tramite il partitore di tensione costituito dalle resistenze R9 ed R10. In tali condizioni, la corrente di base di T1 scorre verso massa passando attraverso R8. Di conseguenza, il transistore T1 entra in stato di saturazione fornendo la corrente di base a T2 attraverso R6.

Per diseccitare l'avvolgimento L, occorre applicare all'ingresso contrassegnato « Disinserim. » una tensione positiva di ampiezza pari a 6 volt, tramite R7. Questa tensione polarizza in senso inverso il transistore T1, il quale entra così in stato di interdizione. Di conseguenza, viene a cessare la corrente di T2, il che provoca — come effetto secondario — il blocco della corrente di collettore di T3.

I METODI MODERNI CON RETTIFICATORI CONTROLLATI

Esistono numerosi casi in cui si verifica l'opportunità di commutare, vale a dire di inserire o disinserire, una corrente di notevole intensità, usufruendo di una corrente di intensità assai ridotta. Ebbene, in questi casi l'impiego dei rettificatori controllati rappresenta la soluzione ideale.

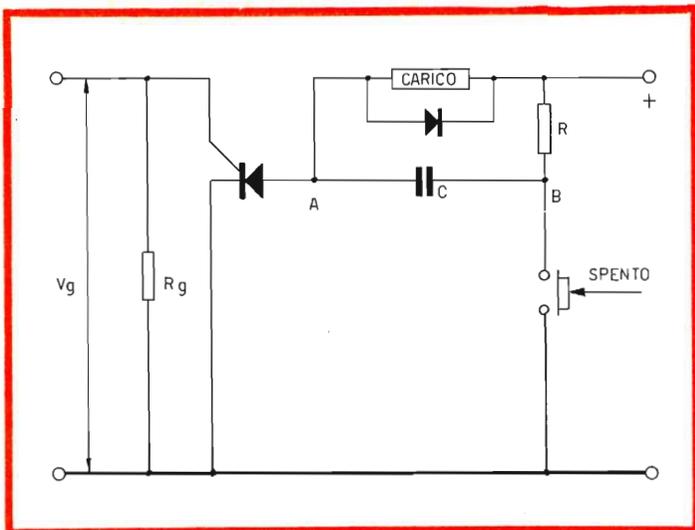
Questi dispositivi semiconduttori vengono attualmente prodotti in una gamma di esemplari assai vasta, adatti ad intensità di corrente comprese tra uno o due ampère, fino a diverse centinaia di ampère. Nei loro confronti, la tensione, o per meglio dire la corrente di eccitazione, che viene applicata all'elettrodo di controllo denominato « gate » e contraddistinto dalla lettera G, è solitamente compresa tra un minimo inferiore ad un milliampère, ed un massimo di oltre cinque ampère. Non ci dilunghiamo sul principio di funzionamento, in quanto esso è già stato chiarito in altre occasioni su questa stessa pubblicazione.

Il rettificatore controllato al silicio è un dispositivo che rientra nella categoria di quelli detti a « chiavistello » (dal termine inglese « latching device »). Infatti, non appena la corrente di carico (I_c) inizia a scorrere dall'anodo al catodo, l'unico metodo per troncarne il passaggio consiste nell'interrompere la tensione di alimentazione, oppure nel ridurre l'intensità della corrente al di sotto del minimo necessario affinché essa continui a scorrere.

La corrente minima, detta di **mantenimento**, rappresenta l'intensità al di sotto della quale il rettificatore cessa di condurre, ossia entra in stato di interdizione. Di conseguenza, questa corrente, normalmente rappresentata dal simbolo I_H, viene usata come parametro per la classificazione dei diodi controllati, per cui ne esistono tipi adatti ad una corrente di 1,6 ampère, per i quali I_H è di 1-2 milliampère, altri adatti ad una corrente di 7,4 ampère, per i quali I_H ha un valore compreso tra 10 e 50 milliampère, ed altri ancora.

Di conseguenza, è sempre necessario che la corrente di carico I_c sia di intensità maggiore di quella minima di I_H, affinché il rettificatore possa entrare e permanere in stato di conduzione.

La **figura 3** illustra un circuito a chiavistello, nella sua forma più semplice. In esso, quando l'interruttore S è chiuso, ma manca il passaggio di una corrente di eccitazione attraverso il circuito dell'elettrodo di controllo G, non è possibile il passaggio di alcuna

Fig. 3 - Esempio di semplice circuito a chiavistello, impiegante un rettificatore controllato. In questo caso, il passaggio di corrente attraverso il carico dipende dall'applicazione della tensione di eccitazione all'elettrodo di controllo del rettificatore.

corrente I_c attraverso il carico. Se invece al suddetto elettrodo di controllo viene applicato un semplice impulso di tensione, avente un'ampiezza — ad esempio — di 5 volt, rappresentato nel circuito dal simbolo V_g, si provoca il passaggio di una corrente istantanea nel circuito dell'elettrodo G, la quale porta il rettificatore in stato di conduzione.

Ciò che è più importante, è che — una volta iniziato il passaggio della corrente I_c — questa continua a scorrere anche dopo che l'impulso di eccitazione è cessato.

Nel circuito di figura 3, viene usato un rettificatore controllato del tipo assai sensibile ed a bassa corrente, contraddistinto dalla sigla 2N2323A, per il quale, per dare inizio alla conduzione di corrente, è necessaria una intensità minima della corrente I_g — che scorre nel circuito dell'elettrodo di controllo — dell'ordine di 10-200 microampère. Una volta entrato in stato di conduzione, la corrente I_c che scorre attraverso il carico continuerà a scorrere finché non viene interrotto il circuito, aprendo l'interruttore S.

Naturalmente, il fatto che per interrompere il passaggio della corrente è necessario staccare in un punto la tensione che alimenta il carico, costituisce un inconveniente: di conseguenza, si ricorre solitamente ad altri metodi, mediante i quali si riduce l'intensità di I_c ad un valore inferiore a quello limite, rappresentato da I_H.

La **figura 4** illustra un metodo assai semplice col quale è possibile riportare il rettificatore controllato allo stato di interdizione, mediante la pressione momentanea esercitata sul pulsante che comanda l'interruttore S.

Non appena la tensione V_g viene applicata — sia pure sotto forma di un impulso, o per un solo istante — all'elettrodo di controllo, il rettificatore entra in stato di conduzione, e la corrente inizia pertanto a scorrere attraverso il carico. In tali condizioni, il punto A, corrispondente all'anodo del rettificatore, viene ad avere un potenziale di uno o due volt soltanto al di sopra di quello di massa, ed il condensatore C si carica attraverso la resistenza R con la tensione di alimentazione.

Quando questa capacità ha raggiunto il massimo stato di carica, l'elettrodo facente capo al punto B risulta positivo rispetto al punto A, di un potenziale pari a quello della tensione di alimentazione, meno la caduta di tensione che

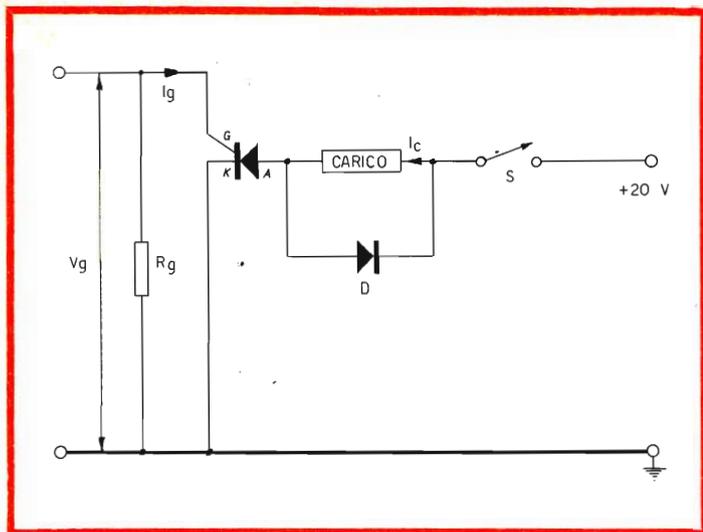



Fig. 4 - Esempio di circuito semplificato nella sua versione più semplice, mediante il quale è possibile portare in stato di interdizione un circuito a chiavistello impiegante un rettificatore controllato.

si verifica internamente al diodo.

Non appena si desidera interrompere il passaggio della corrente attraverso il carico, basta esercitare una pressione istantanea sul comando dell'interruttore. Quando questo si chiude — infatti — il punto B viene collegato direttamente a massa, e — dal momento che la carica della capacità non può cambiare istantaneamente, a causa del suo valore relativamente elevato — l'elettrodo facente capo al punto A scende ad un potenziale al di sotto di quello di massa, ed ammontante alla stessa carica del condensatore. Ciò rende l'anodo del rettificatore controllato negativo rispetto al suo catodo; di conseguenza, il dispositivo passa allo stato di interdizione, ed in tale stato rimane finché — tolta naturalmente la pressione sull'interruttore — non viene riapplicata la tensione di eccitazione V_g all'elettrodo di controllo.

Il valore della capacità può essere calcolato con buona approssimazione mediante la seguente formula:

$$C = \frac{1{,}5\ t_{sp}\ I_c}{V}$$

nella quale C è la capacità in microfarad, V è la tensione di alimentazione in volt, I_c è la corrente che scorre nel carico, in ampère, e t_{sp} è il tempo durante il quale si desidera che avvenga l'interruzione della corrente, espresso in microsecondi.

In un caso tipico, in cui la tensione di alimentazione sia di 30 volt, la corrente di carico sia di 1 ampère, ed il tempo sia pari a 40 microsecondi, la capacità risulta pertanto del seguente valore:

$$C = \frac{1{,}5 \times 40 \times 1}{30} = 2\ \mu F$$

È importante notare che il valore della resistenza R non è affatto critico, e che — in genere — un valore compreso tra 10 e 100 chiloohm si presta in modo soddisfacente.

La **figura 5** illustra una variante del circuito precedente, nella quale l'interruttore risulta sostituito da un altro rettificatore controllato al silicio. Con questo sistema, risulta possibile inserire o disinserire la corrente che scorre nel circuito del carico attraverso il rettificatore controllato principale, mediante l'applicazione — che può avvenire anche a distanza — di una debole tensione. I due rettificatori A e B fun-

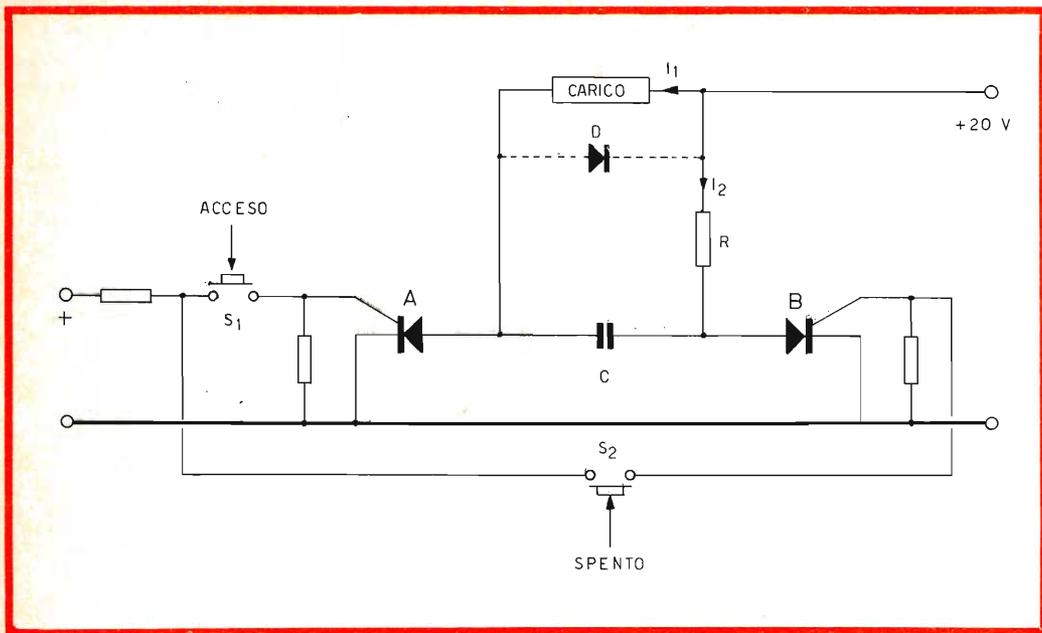



Fig. 5 - Circuito elettrico di un sistema di inserimento e di disinserimento, funzionante con due rettificatori controllati. La pressione su S1 determina l'applicazione al carico della tensione di alimentazione, mentre la pressione su S2 ne determina l'interruzione.

zionano nel modo comunemente noto sotto il termine inglese di « flip-flop »; di conseguenza, quando uno dei due conduce, l'altro è in stato di interdizione, e viceversa; quando B viene usato per bloccare la conduzione in A, esso resta in stato di conduzione anche dopo la cessazione dell'impulso applicato all'elettrodo di controllo « gate ». In tali condizioni, la capacità C si carica in senso opposto attraverso il carico ed il rettificatore B. Quando invece il rettificatore A conduce corrente, la carica del condensatore riduce la tensione dell'anodo di B, portandolo in stato di interdizione.

Anche in questo circuito, il valore della capacità viene calcolato come nel caso precedente, mentre il valore della resistenza R può essere calcolato con buona approssimazione mediante la formula

$$R = \frac{V_{(R)FX}}{50\ I_{FX}}$$

nella quale $V_{(R)FX}$ è la tensione diretta di rottura in volt ed I_{FX} è la corrente di dispersione in ampère.

Un ulteriore perfezionamento di questo circuito — così come è illustrato alla **figura 6** — permette di interrompere la corrente che scorre attraverso il carico, dopo un intervallo prestabilito.

In esso, l'elettrodo di controllo del rettificatore controllato di destra fa capo al terminale superiore di R4, che non è altro che la resistenza della prima base del transistore a giunzione singola.

Con questa particolare disposizione, non appena viene applicata la tensione di alimentazione, ai capi della suddetta resistenza si sviluppa un impulso di tensione avente un'ampiezza pari a diversi volt, ed avente una durata T che può essere calcolata in modo assai approssimato mediante la formula

$$T = R2 \times C2.$$

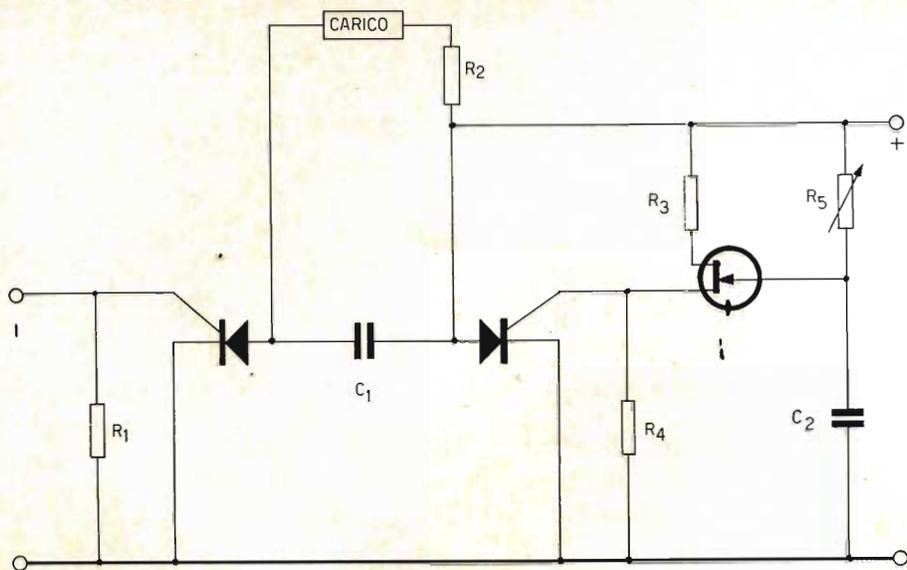



Fig. 6 - Circuito rappresentante un perfezionamento di quello illustrato alla figura 5. In questo caso, la corrente che scorre attraverso il carico può essere interrotta dopo un intervallo di tempo prestabilito.

Il funzionamento del circuito avviene nel modo seguente: partendo dal presupposto che il rettificatore controllato di sinistra sia in stato di interdizione, mentre quello di destra conduce corrente, non si ha alcun passaggio di corrente attraverso il carico. In tal caso, il punto in cui la resistenza R2 è in contatto col rettificatore di destra viene ad avere un potenziale assai prossimo a zero, per cui il transistore a giunzione singola — facente parte del medesimo circuito — non funziona.

Non appena all'elettrodo di controllo del primo rettificatore, vale a dire ai capi della resistenza R1, viene applicato un impulso di eccitazione, il rettificatore stesso entra in stato di conduzione, e porta il secondo rettificatore in stato di interdizione attraverso C1. Di conseguenza, il potenziale presente in corrispondenza del terminale inferiore di R2 raggiunge all'incirca quello della tensione di alimentazione. In tal caso, al transistore risulta applicata una tensione, per cui inizia a funzionare stabilendo degli intervalli di tempo.

Alla fine del periodo di tempo T, l'impulso sviluppatosi ai capi della resistenza R4 determina l'eccitazione dell'elettrodo di controllo del rettificatore di destra. Quest'ultimo passa quindi in stato di conduzione, portando l'altro in interdizione attraverso la capacità C1. Ciò provoca il blocco del transistore a giunzione singola.

A seguito di ciò, il circuito torna nello stato in cui si trovava in origine, ossia in stato di assenza di corrente attraverso il carico.

Da quanto detto sin qui, non è difficile comprendere quali e quante interessanti applicazioni sia possibile realizzare con l'impiego dei rettificatori controllati.

L. Biancoli

prova TRANSISTOR

L'apparecchio provatransistor qui descritto è un prototipo di laboratorio; esso è stato realizzato seguendo lo schema elettrico di un altro strumento di questo tipo, che viene presentato in scatola di montaggio dalla nota casa High-Kit.

Certamente il sogno degli sperimentatori è di avere a disposizione un laboratorio completamente attrezzato di tutti gli strumenti così utili nello svolgimento di questo appassionante hobby. C'è tuttavia il modo di far sì che questo sogno non rimanga un « sogno proibito »: scartati a priori l'assalto alla maniera di Goldfinger a Fort Knox o la vincita di 200 milioni al totocalcio (comunque auguri, per il totocalcio naturalmente), resta la soluzione di autocostruirsi gli strumenti stessi. Oltre al piacere di costruire degli apparecchi elettronici entrerete in possesso, alla fine, di un piccolo ma efficiente laboratorio.

Cominciamo col presentare questa volta uno strumento semplice ma non per questo meno utile: come avete letto dal titolo si tratta di un provatransistor. Pur non avendo la precisione degli strumenti in commercio, il cui costo del resto è sproporzionato alle prestazioni, questo provatransistor è in grado di fornire indicazioni più che sufficienti per il 90 per cento dei casi. Diciamo anzitutto che possono essere provati tutti i transistor, siano essi PNP o NPN, al germanio o al silicio, tranne i tipi di elevata potenza, che del resto non vengono molto usati dagli sperimentatori.

I dati forniti dallo strumento riguardano lo stato del transistor in esame, sia cioè esso in corto circuito o interrotto. Nel caso sia funzionante vengono forniti i due parametri più utili per la stragrande maggioranza delle applicazioni: la corrente di fuga o di dispersione, misurata fra collettore ed emettitore, con la base aperta, detta I_{ceo}, e il guadagno in corrente, che è detto comunemente « beta », costituito dal rapporto fra la corrente di collettore e quella di base. È chiaro che, grosso modo, un transistor è tanto migliore quanto minore sia la sua corrente di fuga, e quanto maggiore il suo guadagno. La prima infatti costituisce un

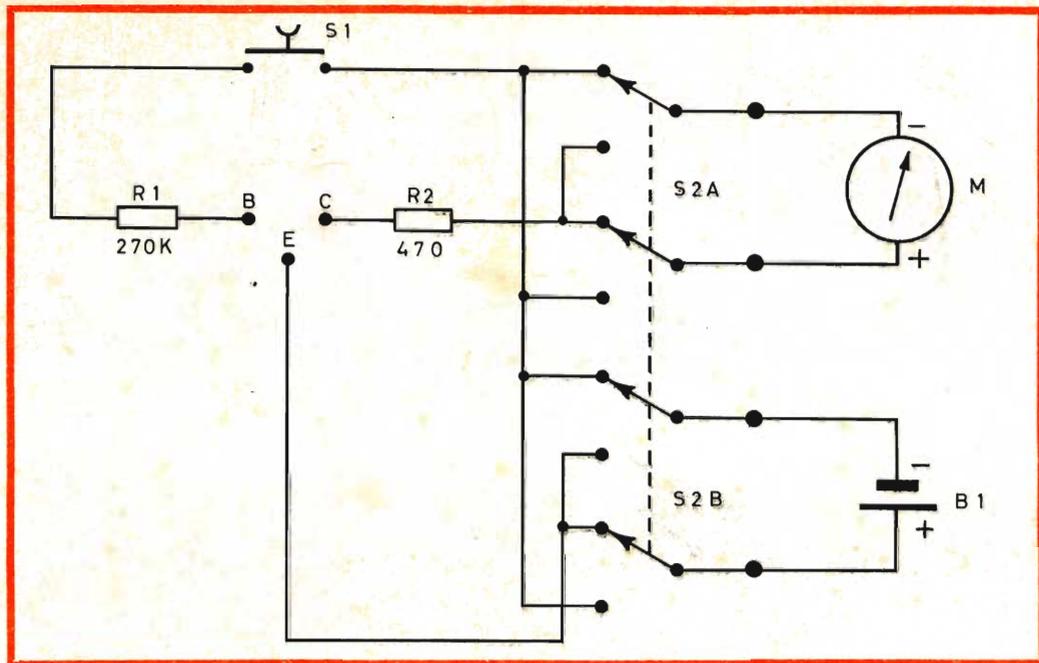



Fig. 1 - Schema elettrico del provatransistor. Il commutatore S_2 è in posizione PNP.

elemento indesiderabile ma inevitabilmente presente, in maggiore o minore entità, per la natura stessa del materiale semiconduttore. Il guadagno invece indica l'abilità di un transistore ad amplificare più o meno i segnali.

La prova avviene in regime statico, cioè al transistor vengono applicate tensioni continue e non segnali variabili; questo non permette, per esempio, di misurare la frequenza di taglio, ovvero la frequenza limite a cui un transistor è in grado di funzionare correttamente, ma, come si è detto all'inizio, la misura dei parametri corrente di fuga e guadagno, sia pure in condizioni statiche, è in grado di determinare l'efficienza praticamente nel 90 per cento dei casi, e offre la possibilità di selezionare coppie di transistor con caratteristiche uguali per uso in stadi finali in controfase.

Ma diamo un'occhiata al circuito elettrico di figura 1. Come vedete lo schema è semplicissimo. Con S_1 aperto, viene applicata una tensione di 6 V fra collettore ed emettitore. Il transistor in queste condizioni non conduce, e il milliamperometro in serie al circuito misura il passaggio della corrente di fuga I_{ceo}. Chiudendo S_1, la base viene polarizzata in modo da far condurre il transistor con una corrente di base di valore noto. Leggendo sul milliamperometro la corrente di collettore siamo quindi in grado di risalire il valore di « beta », cioè del guadagno. Il resistore R_2 ha il doppio scopo di evitare una eccessiva dissipazione del transistor durante la misura, e di proteggere lo strumento nel caso di transistor in cortocircuito. Il commutatore S_2 serve ad invertire le polarità della batteria e dello strumento per la misura di transistor PNP od NPN. Si noti l'assenza di un interruttore per accendere o spegnere l'apparecchio. Esso infatti non è necessario in quanto il circuito, in assenza del transistor da misurare, è aperto e non scorre quindi alcuna corrente.

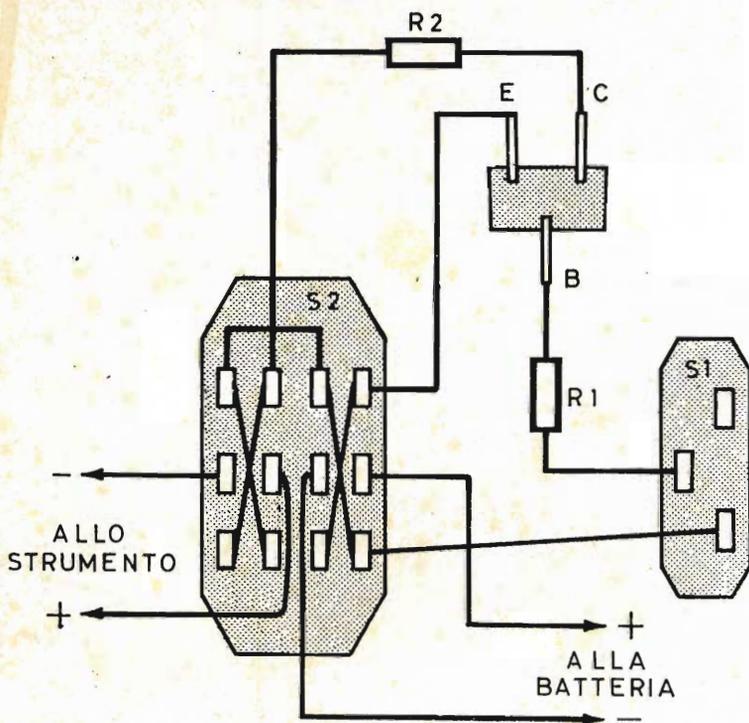



Fig. 2 - Schema di cablaggio.

Realizzazione pratica

Il prototipo è stato realizzato in una scatola di plastica di cm 17 x 10 x 4 in origine contenente cerotti, fissando direttamente ad essa i pochi componenti; comunque può andare ugualmente bene un qualsiasi contenitore in plastica.

L'apparecchio può essere costruito in due versioni che differiscono solo per la presenza più o meno stabile del milliamperometro. Se possedete un tester dotato della portata 5 mA fondo scala potete infatti usarlo come strumento accoppiandolo al provatransistor. Se invece possedete già un milliamperometro 5 mA fondo scala o siete così ricchi da poterne acquistare uno, potrete realizzare il provatransistor nella versione con strumento indicatore incorporato. Il prototipo è costruito in versione « economica », ma c'è spazio più che sufficiente per aggiungere lo strumento, magari in un secondo tempo.

La realizzazione del prototipo è piuttosto « spartana », infatti si possono notare le teste delle viti, non certo estetiche, che fissano i due deviatori S_1 ed S_2, e le diciture sono realizzate con normografo e inchiostro di china, coperte con nastro trasparente. È inutile dire che lo strumento funziona benissimo anche così, ma se l'esteta vorrà carrozzare diversamente il tutto è liberissimo di farlo.

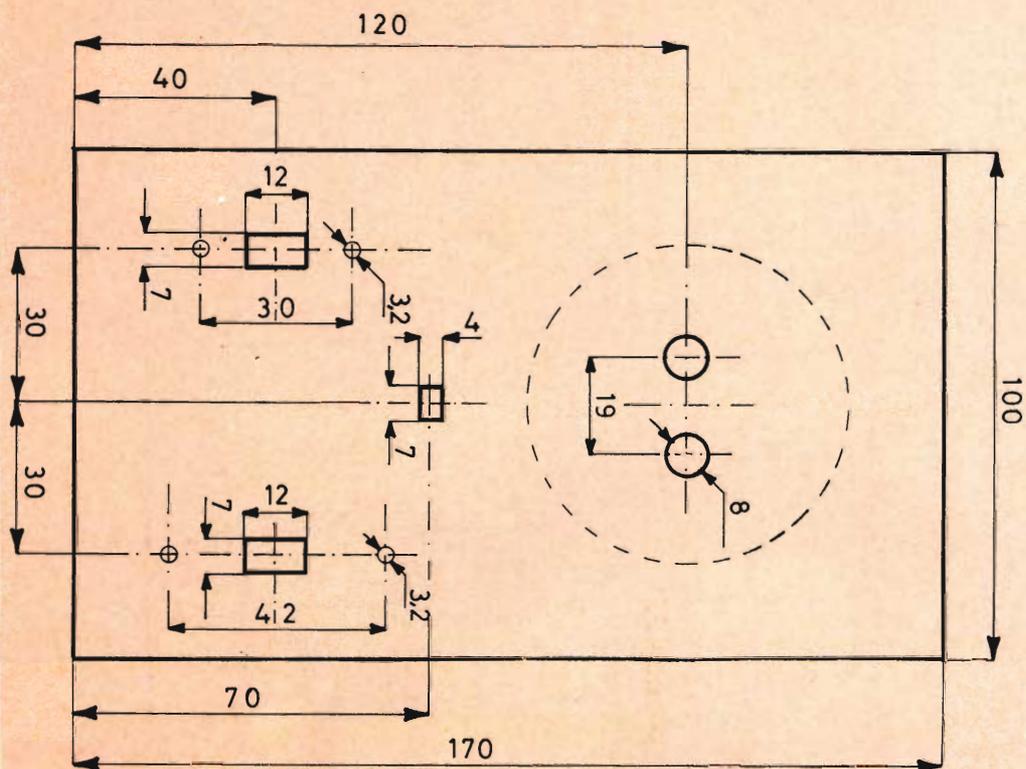



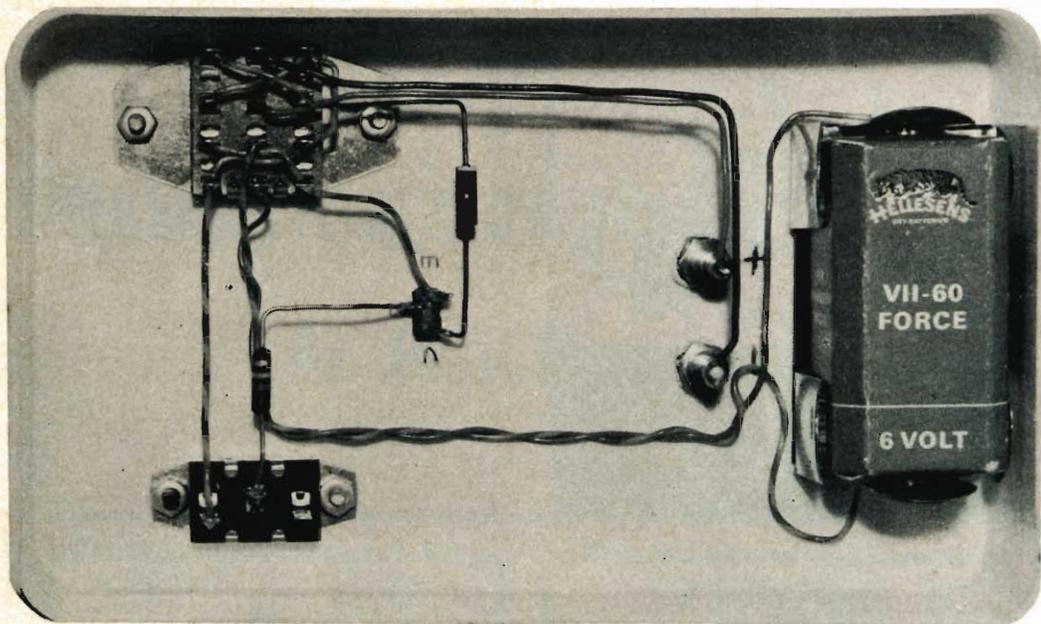
Fig. 3 - Piano di foratura, il cerchio tratteggiato indica l'eventuale foratura per lo strumento.

Uso del provatransistor

Prima di tutto occorre determinare se il transistor da misurare è di tipo PNP od NPN, magari aiutandosi con un manuale di transistori. Stabilito questo, portare S_2 nella posizione corrispondente, disporre il transistor nello zoccolo badando di infilare correttamente i terminali di emettitore, base e collettore. Se esiste un quarto filo esso è lo schermo e non va infilato nello zoccolo né deve toccare uno degli altri tre terminali. Lo strumento segnerà ora una debole corrente, che può essere compresa orientativamente fra 0,1 e 0,5 mA.

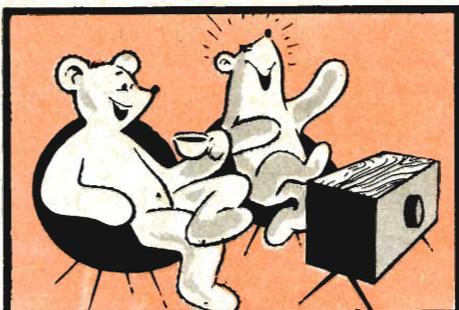
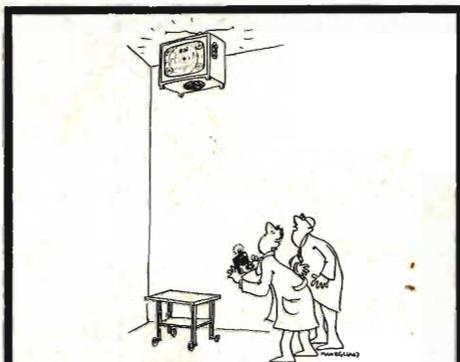
Se non si nota alcuna deviazione dell'indice, il transistor è da considerarsi interrotto, a meno che esso sia al silicio, dato che questo tipo di transistor ha in generale una corrente di fuga assai esigua, dell'ordine dei microampere, e quindi non apprezzabile con la portata 5 mA.

Se invece l'indice dello strumento va a fondo scala il transistor è in cortocircuito e occorre sfilarlo subito dallo zoccolo per non danneggiare lo strumento.

La misura del beta si esegue spostando semplicemente il cursore di S_1. Basta ora rilevare il valore segnato dal-

Come si presenta il provatransistor, nella realizzazione sperimentale, a cablaggio ultimato.

lo strumento in mA e moltiplicarlo per 50, si otterrà così il valore del beta. Se la scala dello strumento oltre alla graduazione 0-5 ha anche quella 0-250 (come per esempio l'ICE 680 e molti altri), su quest'ultima può essere letto direttamente il valore di beta. Se, mentre si tiene spostato S_1 si nota una tendenza della corrente a salire, questo è in generale indice di cattiva stabilità termica. Prima di sfilare il transistor rilasciare S_1.

SIGLA	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
R_1	Resistore 270 kΩ - 5% - ½ W	D/31
R_2	Resistore 470 Ω - 5% - ½ W	D/31
S_1	Deviatore con molla di ritorno	G/1152-1
S_2	Deviatore due posizioni 4 vie	G/1152-13
B_1	Batteria 6 V	I/763
	1 zoccolo per transistor	G/2601-1
	1 porta batteria	G/286
	2 boccole (se si usa il tester come strumento)	G/797
—	Filo, viti, stagno ecc.	—

Disponibile sotto forma di scatola di montaggio. G.B.C. SM/1065. In confezione « Self Service ». Prezzo di listino L. 2.400.

VIDEO RISATE

TV-SPERIMENTALE... a reazione

— Te lo dicevo io di non sistemare l'altoparlante sotto il televisore!...

— Dov'è quel mago dei transistor che non sopporta l'audio dal reparto tecnico-tv!

TECNICO TV DISTRATTO

— Arturo, non esagerare! La passione per il tuo mestiere lascia il tempo che trova...

— Che cos'è

— Un nuovo tubo transistorizzato!

REGISTRATORE TRANSISTORIZZATO AL SILICIO

BASSA FREQUENZA

L'articolo descrive un completo registratore transistorizzato di caratteristiche professionali. Esso comprende circuiti preamplificatori per registrazione e riproduzione, amplificatore di uscita con 7 watt di potenza e risposta di frequenza da 20 a 20000 Hz, circuito indicatore del livello di registrazione, circuito oscillatore di polarizzazione e cancellazione, alimentatore stabilizzato.

Il registratore qui descritto è interessante particolarmente per due motivi. Innanzitutto per l'uso di componenti al silicio; è noto che i transistori al silicio presentano notevoli vantaggi rispetto ai tipi al germanio: hanno una maggiore durata, non necessitano di complicate compensazioni in temperatura e permettono quindi una più larga flessibilità di progetto. Secondo, ma non meno importante, il fatto che i diversi circuiti fondamentali sono utilizzabili con profitto anche separatamente, cosicché la realizzazione di qualcuno di essi può interessare anche i lettori che non vogliono impegnarsi nell'intero progetto il quale, dato il numero elevato di componenti impiegati, ha un costo non indifferente. Così qualcuno potrà realizzare solo i preamplificatori, un altro l'oscillatore, qualche altro ancora sarà interessato all'amplificatore di potenza che ha caratteristiche di vera alta fedeltà.

I preamplificatori e l'amplificatore di potenza sono stati progettati in modo da escludere l'impiego di trasformatori e bobine, elementi ingombranti e che non sempre si trovano già pronti in commercio.

Fanno eccezione l'alimentatore e l'oscillatore per polarizzazione e cancellazione, dove è necessario ottenere oscillazioni di ampiezza notevole partendo da una tensione di alimentazione relativamente bassa e dove perciò occorre usare un trasformatore.

Tutta la parte circuitale è stata progettata per l'uso con piastre di registrazione tipo Collaro Studio (testina di registrazione e riproduzione tipo C1, testina di cancellazione tipo CE1). Comunque è stata tenuta presente la possibilità di usare altre piastre; a questo scopo la testina registrazione/riproduzione presenta all'amplificatore di riproduzione una impedenza d'ingresso

elevata 100 kΩ, cosicché la risposta in frequenza non è influenzata dall'induttanza della sorgente. La stessa testina durante la registrazione è alimentata attraverso una resistenza in serie di 180 kΩ che costituisce in pratica una buona sorgente di corrente costante. Il valore di questa resistenza può essere regolato in modo da fornire un segnale massimo di corrente utile a saturare il nastro.

I sistemi di riproduzione e di registrazione possono essere suddivisi nel modo seguente:

Sistema di riproduzione: I) preamplificatore equalizzato a 4 stadi comprendente i controlli di tono; II) amplificatore di potenza da 7 W, senza trasformatori.

Sistema di registrazione: I) amplificatore equalizzato a 4 stadi ad alto guadagno, con ingressi microfono e radio; II) indicatore del livello di registrazione; III) oscillatore push-pull, funzionante sia per la cancellazione che per la polarizzazione.

Vediamo ora il dettaglio.

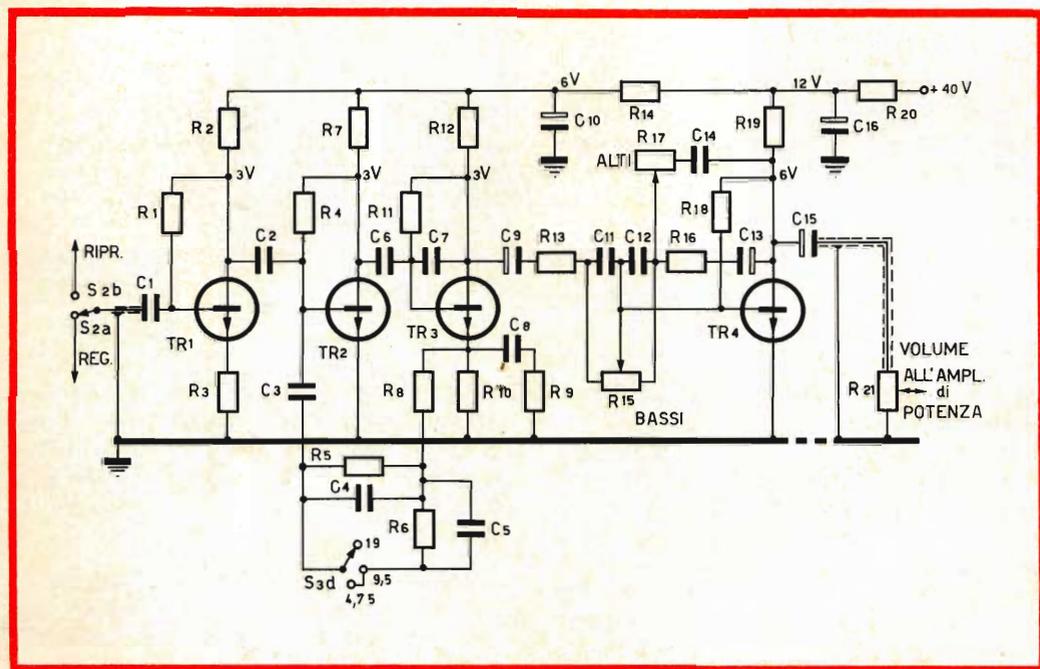
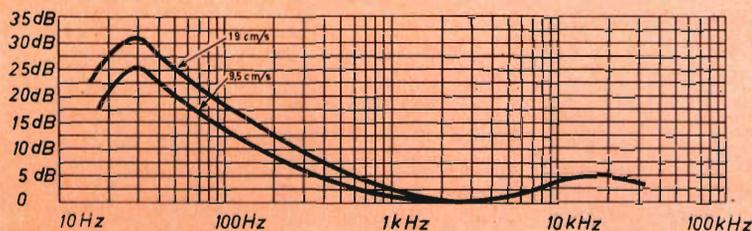



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore usato per la riproduzione.

PREAMPLIFICATORE DI RIPRODUZIONE

Il circuito è mostrato in figura 1. Tr1 e Tr2 sono transistori planari al silicio del tipo basso rumore, alto guadagno. In accordo con le esigenze di basso rumore, Tr1 è polarizzato alla piccola corrente di riposo di emettitore di 50 μA, ed ha un'impedenza d'ingresso di circa 100 kΩ, la quale assicura che la frequenza di taglio associata con l'impedenza d'ingresso e con l'induttanza della testina — 600 mH a 1 kHz — è al di fuori della banda audio. Il valore della distorsione armonica totale, dovuta alla degenerazione di emettitore, è limitatissimo.

Fig. 2 - Curva di risposta in frequenza equalizzata, fornita dal preamplificatore di riproduzione.

Equalizzazione. La risposta equalizzata, per le velocità di 9,5 e 19 cm/s, è mostrata in figura 2. L'equalizzazione per i bassi viene ottenuta per mezzo di una controreazione selettiva in frequenza tra l'emettitore di Tr3 e la base di Tr2. Alle basse frequenze la controreazione negativa è ridotta e controllata da una certa reazione positiva che si sviluppa attraverso lo sfasamento introdotto dalle capacità di accoppiamento C_2 e C_6. A 19 cm/s la caduta nella risposta in frequenza è simile a quella provocata da un circuito passa basso con costante di tempo di 75 µs; la svolta nella curva si ha circa a 3 kHz. Per la velocità di 9,5 cm/s viene introdotta un'altra costante di tempo e la svolta si ha tra 1 e 2 kHz. In entrambi i casi la risposta è contenuta entro 1 dB rispetto alle curve standard di equalizzazione; sotto i 30 Hz l'effetto combinato delle due reazioni produce una rapida attenuazione.

Allo scopo di compensare le perdite alle alte frequenze, introdotte dalla testina, è necessario un leggero rinforzo dei toni alti; esso viene ottenuto dalla rete C_8, R_9, R_{10}, inserita nel circuito di emettitore di Tr3, la quale produce un aumento di circa 6 dB a 15 kHz. Oltre questa frequenza la curva cade nuovamente a causa dell'accoppiamento fornito da C_7. L'entità dell'aumento è la stessa per le due velocità di lettura.

Controlli di tono. In questo caso sono del tipo a variazione continua e permettono una regolazione indipendente degli alti e dei bassi; il circuito di controllo è costituito da un anello di reazione tra collettore e base di Tr4. Il potenziometro R_{15} fornisce circa 10-12 dB di aumento e attenuazione tra 50 Hz e 1 kHz. Il guadagno alle medie frequenze è solo minimamente influenzato dai due controlli. Il potenziometro R_{17} fornisce un'attenuazione degli alti di 14 dB tra 1 e 10 kHz. Il transistor Tr4 fornisce il guadagno necessario per elevare il segnale al livello di ingresso dell'amplificatore di potenza.

Rumore e sovraccarico. Il controllo di volume è stato disposto all'uscita del preamplificatore in modo da mantenere costante il rapporto segnale rumore; così si adempie anche alla condizione di rendere del tutto impercettibile il rumore quando il controllo di volume è al minimo.

È stata fatta attenzione alla scelta dell'ampiezza del segnale all'ingresso di ogni singolo stadio, in maniera da non influenzare il rapporto segnale/rumore — 50 dB — che è essenzialmente determinato dal rumore del primo stadio.

Per seguire le variazioni fornite dalla testina di lettura è necessario che il preamplificatore sia in grado di sopportare un certo sovraccarico oltre la normale sensibilità di 1,5 mV (r.m.s.), senza introdurre eccessiva distorsione armonica. Questo problema non è del tutto risolto a causa della bassa corrente di riposo di Tr1 che restringe la possibilità di sovraccarico, comunque è stato sperimentato che si può raggiungere un rapporto di sovraccarico di 4/1, con solo lo 0,3% di aumento nella distorsione armonica.

Stabilità. Il preamplificatore richiede normalmente una tensione di alimentazione di 12 V, con un consumo di corrente di 8 mA, ed è perciò particolarmente adatto con alimentazione a batteria. In qualche caso è forse conveniente prelevare l'alimentazione dalla linea positiva 40 V come mostrato in figura 1; allora bisogna provvedere un adeguato disaccoppiamento, dato il grande guadagno alle basse frequenze fornito dal circuito.

AMPLIFICATORE DI POTENZA

È costituito da un amplificatore classe B capace di fornire 7 W su un carico resistivo di 15 Ω per frequenze tra 20 e 20.000 Hz, con un rendimento totale medio del 60%. Esso è perciò adatto per l'uso con la maggior parte degli altoparlanti da 15 Ω. Si è preferito usare dappertutto l'accoppiamento RC, anziché l'accoppiamento diretto, per minimizzare la deriva e facilitare il procedimento di regolazione e nello stesso tempo conservare le frequenze più basse. I transistori al silicio impiegati negli stadi di potenza presentano parecchi vantaggi rispetto ai tipi al germanio: sono intrinsecamente più capaci di funzionare a temperature ambiente elevate e il minimo valore della « fuga termica » rende quasi superflua la compensazione in temperatura. Se viene adottato un sistema opportuno di polarizzazione, alle frequenze audio più elevate i problemi riguardanti la deriva e la fuga termica sono quasi trascurabili. Anche la risposta in frequenza dei transistori al silicio è spesso superiore.

Lo stadio d'uscita è asimmetrico, Tr10 è collegato come un emitter follower e Tr11 è collegato a emettitore comune. I due transistori pilota, Tr8 e Tr9, sono entrambi emitter follower; perciò si richiede pilotaggio asimmetrico per la metà superiore e inferiore, e a questo scopo è ideale l'invertitore di fase a carico sdoppiato. La reazione positiva « bootstrap » sviluppata attraverso R_{31} e C_{23}, è necessaria per equilibrare il guadagno delle due metà in modo da rispettare la tensione massima ammessa ai capi dell'altoparlante.

La presenza dei diodi D_1 e D_2 aiuta a fornire una polarizzazione stabile per i due transistori pilota, i quali essendo direttamente accoppiati allo stadio d'uscita producono una corrente stazionaria tra 10 e 20 mA nei transistori d'uscita, per l'eliminazione della distorsione di crossover. La distorsione armonica viene minimizzata e la risposta alle alte frequenze aumentata alimentando l'ultimo stadio attraverso la bassa impedenza d'uscita dei due transistori pilota a emitter-follower.

Si ha controreazione di tensione tra l'altoparlante e l'emettitore di Tr6. Tr5 e Tr6 sono stadi di tipo convenzionale con controreazione tra collettore e base. Per regolare i transistori di uscita i potenziometri R_{36} ed R_{39} devono essere scelti con attenzione per consentire il corretto funzionamento dell'amplificatore. Questi due potenziometri compiono le funzioni di controllare sia la corrente stazionaria nello stadio di uscita, sia la tensione massima ai capi dell'altoparlante. Una volta determinata la posizione ottimale dei due potenziometri essi possono essere sostituiti da resistenze fisse; per i tipi di transistori impiegati il loro valore risulta di circa 82 Ω.

È sufficiente un amperometro per verificare se le due condizioni precedenti sono soddisfatte; inoltre bisogna controllare che la tensione di polarizzazione del collettore di Tr11 sia all'incirca 20 V.

Qui di seguito diamo alcune caratteristiche dell'amplificatore:

Potenza d'uscita: 7 W su un carico resistivo di 15 Ω.

Risposta di frequenza: da 20 Hz fino a oltre 20.000 Hz.

Sensibilità d'ingresso: 20 mV.

Distorsione armonica: 0,25% a 1 kHz.

Impedenza nominale d'ingresso: 1 kΩ.

Tensione di alimentazione: 40 V stabilizzati.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza da 7 W.

AMPLIFICATORE DI REGISTRAZIONE

L'amplificatore di registrazione include gli stadi di amplificazione per ingressi ad alto e basso livello, di equalizzazione ed anche lo stadio di uscita per alimentare la testina di registrazione.

È importante che lo stadio di uscita riesca a fornire alla testina una corrente di registrazione costante per tutte le frequenze audio.

Nei circuiti convenzionali, per isolare perfettamente l'uscita, un metodo molto comune consiste nell'usare un trasformatore-elevatore in uno stadio single-ended, che permette di raggiungere una notevole dinamica in uscita.

L'inserimento di una elevata resistenza in serie all'uscita assicura che la testina è alimentata a corrente costante. Un filtro costituito da un circuito LC parallelo accordato viene qualche volta inserito prima della testina per tagliare la tensione di polarizzazione.

Nel nostro caso (vedi figura 4) è stato adottato un metodo che evita l'impiego di trasformatori; la grande escursione di uscita è ottenuta alimentando lo stadio di uscita con una tensione più elevata. La controreazione tra l'emetttiore di Tr15 e la base di Tr14 assicura un alto grado di linearità nonostante l'elevata dinamica.

Dato che Tr15 è un emitter follower, l'impedenza d'uscita dell'amplificatore sarà molto bassa e diminuirà al crescere della frequenza grazie alla capacità di shunt C_{40}. Essa risulta circa 50 Ω alla frequenza dell'oscillatore di polarizzazione — 55 kHz —. Non è necessario alcun filtro per tagliare la tensione di polarizzazione giacché essa viene attenuata automaticamente di circa 3000 volte.

Per evitare l'impiego del trasformatore bisogna inserire una capacità C_{41} per accoppiare lo stadio di uscita alla testina di registrazione. Questo condensatore deve essere di tipo non elettrolitico, con minime perdite, in modo

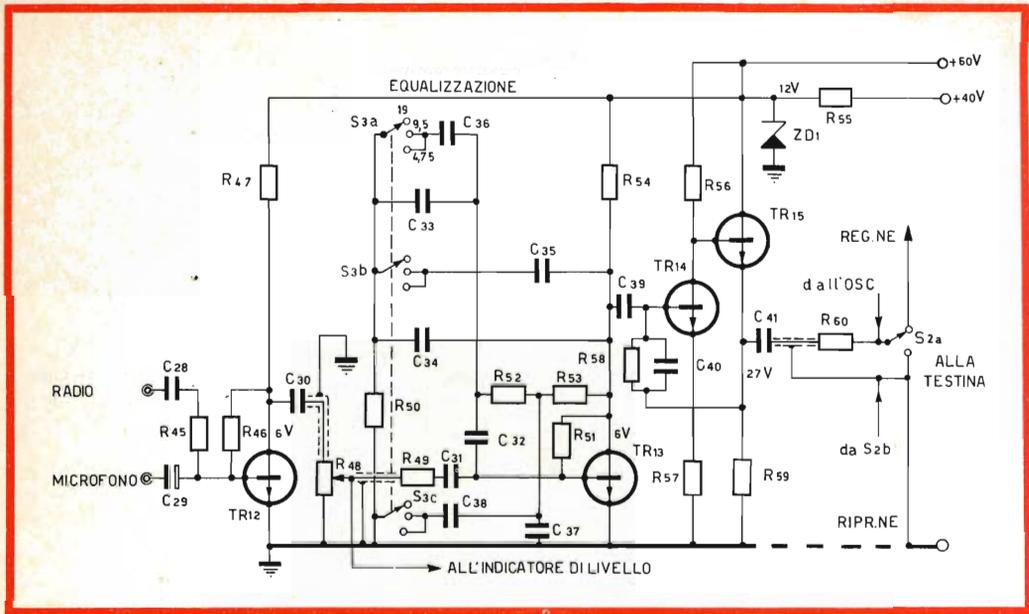
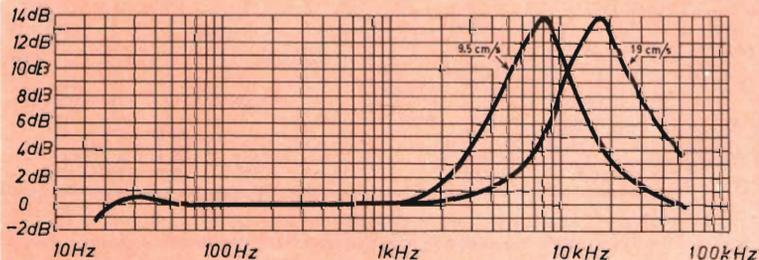



Fig. 4 - Circuito amplificatore usato per la registrazione.

da prevenire ogni magnetizzazione dovuta a corrente continua nella testina di registrazione.

Equalizzazione. È ottenuta tramite una rete RC di controreazione inserita tra il collettore e la base di Tr13; essa fornisce un aumento dei toni alti tale da compensare le perdite della testina oltre i 1000 Hz. Si richiede un aumento di 16 dB a 16 kHz alla velocità di 19 cm/s (vedi figura 5), mentre lo stesso aumento è necessario a 8 kHz alla velocità di 9,5 cm/s. La scelta del circuito opportuno viene eseguita agendo sul commutatore S_3. Tr12 è comandato da una corrente di riposo di 1 mA, ed ha una impedenza d'ingresso di 1 kΩ. Esso è calcolato per l'uso con microfoni dinamici a bassa impedenza o microfoni a nastro. Le sensibilità di ingresso sono 1 mV per microfono e 100 mV per radio, e il rapporto segnale/rumore risulta rispettivamente di 70 e 60 dB.

Fig. 5 - Curva di risposta in frequenza equalizzata, fornita dall'amplificatore di registrazione.

INDICATORE DI LIVELLO

Un indicatore di livello deve essenzialmente essere un indicatore dei picchi di registrazione poiché, come è noto, la musica presenta notevoli differenze di intensità tra i picchi ed il valore medio. Per compiere questa funzione l'indicatore deve avere un breve tempo di salita e lungo tempo di discesa, preferibilmente secondo una legge logaritmica.

Il circuito è mostrato in figura 6. Il segnale che giunge alla base di Tr16 viene amplificato e inviato direttamente alla base di Tr17, dove Tr17 e Tr18 formano una coppia differenziale. L'uscita differenziale è rettificata dai diodi D_3 e D_4, cosicché una variazione nel livello della corrente di base di Tr19 provoca una variazione nella corrente di collettore di Tr20 che è direttamente proporzionale all'ampiezza dell'ingresso audio. Il tempo di salita è determinato da C_{50} ed R_{71}, e risulta approssimativamente di 20 ms. Il tempo discesa dipende da C_{50} e dal parallelo delle impedenze d'uscita degli emitter follower Tr19 e Tr20 e risulta circa 1,5 s.

I diodi di riferimento ZD_2 e ZD_3 nel collettore di Tr20 formano una rete non lineare in modo da ottenere una relazione logaritmica tra la corrente nel microamperometro e il segnale applicato; essa è tale che per uno strumento con scala a 10 divisioni, ogni divisione corrisponde ad un ingresso differenziale di 6 dB.

Una leggera polarizzazione diretta è applicata ai diodi D_3 e D_4 attraverso R_{73}, R_{74}, R_{75}, R_{76}, questo dà origine ad un ritardo iniziale di lettura di circa 1 μA.

Il livello di picco di registrazione è scelto in modo che la distorsione dovuta alla non linearità della curva B-H del nastro è circa il 2%. Con le testine Collaro ciò corrisponde ad una corrente di 50 μA. La scelta del livello di registrazione va fatta iniettando un segnale nell'ingresso radio, e regolando opportunamente il potenziometro R_{62} in modo da leggere il valore prescelto sulla scala del microamperometro; il valore più conveniente è a circa 2/3 della scala.

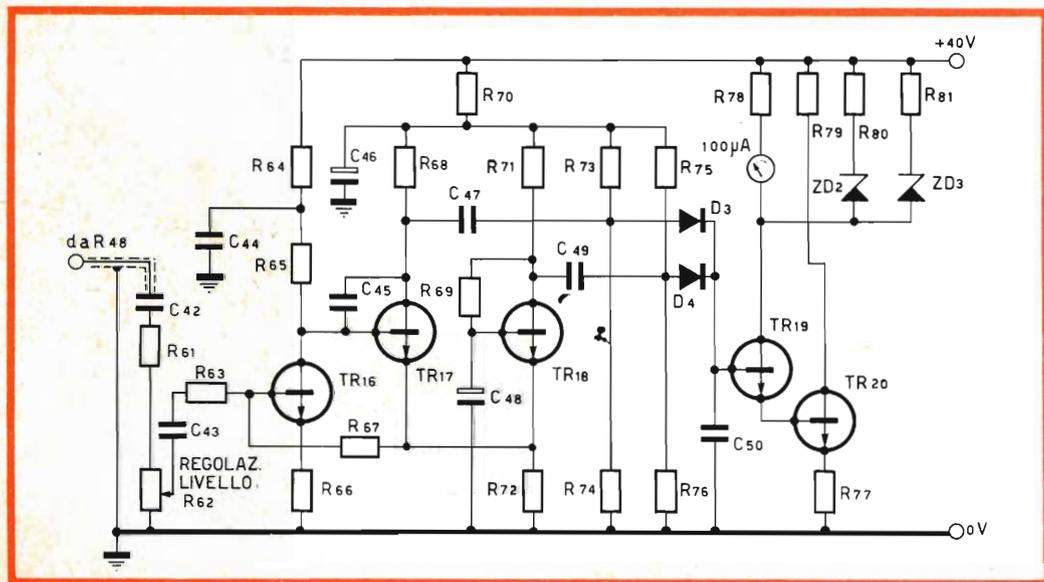
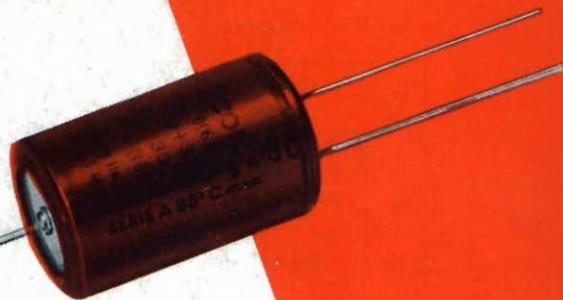



Fig. 6 - Indicatore del livello di registrazione.

FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

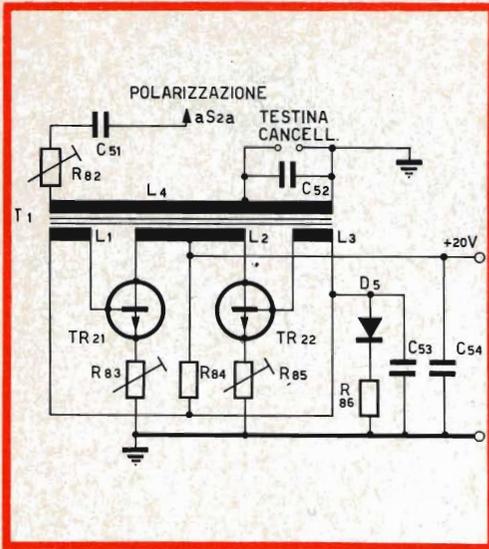



Fig. 7 - Oscillatore a 55 kHz usato per i segnali di polarizzazione e cancellazione.

Fig. 8 - Oscillatore di cancellazione e polarizzazione, adatto per piastre Wearite.

OSCILLATORE

La figura 7 mostra un oscillatore in push-pull che fornisce i segnali di cancellazione e di polarizzazione. La disposizione simmetrica tende a cancellare ogni traccia di distorsione, e questo è un fatto importante giacché la presenza di distorsione aumenta il livello di rumore sul nastro. La forma d'onda generata deve essere più pura possibile!

Gli effetti iniziali di riscaldamento sono compensati dalla rete D_5, R_{86}, C_{53}, che mantiene un'elevata stabilità, cosicché il livello di polarizzazione a.f. non varia sensibilmente. La frequenza di oscillazione è determinata dalla capacità di accordo C_{52} ai capi della testina di cancellazione. A questa frequenza (55 kHz) la tensione di cancellazione è all'incirca 28 V eff. e la tensione di polarizzazione che è controllata da R_{82} è variabile tra 40 e 60 V eff.

Le resistenze di pre-regolazione R_{83} ed R_{85} esercitano notevole influenza sulla forma d'onda generata e devono essere regolate nel miglior modo possibile, per poi essere sostituite da resistenze fisse. Nel caso in esame il valore risulta di 18 Ω; la dissipazione nei transistori Tr21 e Tr22 è modesta e non necessitano alette di raffreddamento.

A questo punto non è male menzionare un oscillatore di qualità elevata, progettato per l'uso con piastre Wearite modello 4 B. La figura 8 mostra il circuito che, in breve, si comporta come un invertitore con un avvolgimento secondario accordato, con una rapida azione impulsiva che genera onde quadre sui collettori dei transistori. Le armoniche sono filtrate dal circuito accordato che lascia un'onda sinusoidale di frequenza 56 kHz. La tensione efficace sviluppata ai capi della testina di cancellazione è di circa 30 V. Il funzionamento in onda quadra assicura che la dissipazione dei transistori è ridotta al minimo.

ALIMENTATORE STABILIZZATO

A causa della notevole corrente richiesta dall'amplificatore di riproduzione quando lavora a piena potenza, la tensione di alimentazione a 40 V deve essere ben regolata. A questo scopo si raccomanda di usare l'alimentatore stabilizzato mostrato in figura 9; con esso si evitano sia i picchi di corrente, sia l'instabilità a bassa frequenza.

Una buona regolazione dell'alimentazione è particolarmente utile alle frequenze audio più elevate, dove l'amplificatore diviene meno efficiente. L'alimentatore comprende un duplicatore di tensione ed una rete di stabilizzazione con regolazione tipo serie. Un regolatore di tensione ZD_4 viene usato alla tensione di riferimento. Tr25 è un amplificatore direttamente collegato alla coppia di emitter-follower Tr26 e Tr27, cosicché controlla la caduta di tensione ai capi di Tr27 e quindi la tensione d'uscita. La tensione d'uscita viene regolata a 40 V dal potenziometro R_{96}. La variazione di tensione è di soli 20 mV su 40 V, e l'impedenza d'uscita è 0,5 Ω.

Una tensione di 20 V è richiesta per l'oscillatore, e viene ottenuta dalla linea a 40 V attraverso una resistenza di caduta R_{98}; la relativa capacità di disaccoppiamento C_{54} è inserita nel circuito dell'oscillatore. Per lo stadio d'uscita dell'amplificatore di registrazione si richiede una tensione di 60 V; essa viene ottenuta con un filtro addizionale D_{14}-C_{64} all'uscita del duplicatore di tensione.

Fig. 9 - Alimentatore stabilizzato che fornisce le tre tensioni in c.c. fondamentali per alimentare l'intero apparecchio.

Fig. 10 - Schema generale dei collegamenti tra le diverse unità circuitali.

MONTAGGIO E CABLAGGIO

È opportuno montare ogni singolo circuito su una apposita piastra, e possibilmente usarle tutte delle stesse dimensioni, il che faciliterà il montaggio finale in un mobiletto. È anche importante schermare elettrostaticamente ed elettromagneticamente i diversi circuiti, soprattutto per l'oscillatore e il preamplificatore di riproduzione che devono essere necessariamente inseriti in un contenitore schermato. Un buon collegamento a massa è di primaria importanza per evitare tutte le instabilità e le oscillazioni spurie che possono sorgere.

L'amplificatore di registrazione, il preamplificatore di riproduzione e l'indicatore di livello sono tutti messi a terra al loro ingresso verso un punto del telaio. A questo stesso punto sono messi a terra anche la piastra di registrazione, il controllo di guadagno e il controllo di volume.

L'oscillatore deriva la sua terra dalla schermatura del cavo che lo collega alla testina di cancellazione, mentre l'amplificatore principale deriva la terra direttamente dall'alimentatore.

Il registratore comprende 3 interruttori: S_1 è già inserito sulla piastra e serve a commutare la tensione di alimentazione dell'oscillatore per la registrazione. S_2 è un interruttore a due poli che seleziona la posizione della testina registrazione/riproduzione tra l'uscita dell'amplificatore di registrazione e l'ingresso del preamplificatore di riproduzione.

È importante notare che R_{60} ha una estremità collegata attraverso cavo schermato all'uscita dell'amplificatore di registrazione e l'altra collegata direttamente ad S_2. Se le connessioni fossero invertite e il cavo schermato fosse usato per collegare la resistenza al commutatore S_2, la capacità di questo cavo potrebbe caricare notevolmente l'oscillatore. Il risultato sarebbe una ridotta tensione di polarizzazione e un possibile aumento nella distorsione armonica. Per questa ragione si usa un cavo singolo per connettere la polarizzazione ad S_2, piuttosto che cavo schermato.

S_3 è un interruttore a 4 poli, tre posizioni che modifica l'equalizzazione in registrazione ed in riproduzione secondo la velocità di trascinamento del nastro.

La figura 10 mostra l'assieme generale dei collegamenti!

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R_{1} = 2,2 MΩ
R_{4} = 2,7 MΩ
R_{7} = 39 kΩ
R_{10} = 120 Ω
R_{13} = 390 Ω
R_{16} = 1,5 kΩ
R_{19} = 1,5 kΩ
R_{22} = 39 kΩ
R_{25} = 22 kΩ
R_{28} = 27 Ω
R_{31} = 820 Ω
R_{34} = 2,7 kΩ
R_{37} = 2,7 kΩ
R_{40} = 270 Ω
R_{43} = 0,5 Ω (2 W)
R_{46} = 330 kΩ
R_{49} = 5,6 kΩ
R_{52} = 15 kΩ
R_{55} = 3,9 kΩ
R_{58} = 680 kΩ
R_{61} = 100 kΩ
R_{64} = 33 kΩ
R_{67} = 330 kΩ
R_{70} = 1 kΩ
R_{73} = 680 kΩ
R_{76} = 22 kΩ
R_{79} = 27 kΩ
R_{82} = 100 kΩ (carbone)
R_{85} = 50 Ω *
R_{88} = 47 Ω
R_{91} = 330 Ω
R_{94} = 330 Ω
R_{97} = 3,3 kΩ

R_{2} = 56 kΩ
R_{5} = 560 kΩ
R_{8} = 8,2 kΩ
R_{11} = 100 kΩ
R_{14} = 1,8 kΩ
R_{17} = 5 kΩ (carbone)
R_{20} = 3,9 kΩ
R_{23} = 680 Ω
R_{26} = 560 Ω
R_{29} = 15 kΩ
R_{32} = 220 Ω
R_{35} = 150 Ω
R_{38} = 150 Ω
R_{41} = 56 Ω
R_{44} = 0,5 Ω (2 W)
R_{47} = 6,8 kΩ
R_{50} = 6,8 kΩ
R_{53} = 15 kΩ
R_{56} = 8,2 kΩ
R_{59} = 6,8 kΩ
R_{62} = 50 kΩ (carbone)
R_{65} = 3,9 kΩ
R_{68} = 3,3 kΩ
R_{71} = 3,3 kΩ
R_{74} = 22 kΩ
R_{77} = 1,5 kΩ
R_{80} = 1 kΩ
R_{83} = 50 Ω *
R_{86} = 33 Ω
R_{89} = 2,7 kΩ
R_{92} = 200 Ω (3 W)
R_{95} = 390 Ω
R_{98} = 150 Ω (3 W)

R_{3} = 2,2 kΩ
R_{6} = 560 kΩ
R_{9} = 47 Ω
R_{12} = 1 kΩ
R_{15} = 5 kΩ (carbone)
R_{18} = 150 kΩ
R_{21} = 5 kΩ (carbone)
R_{24} = 10 Ω
R_{27} = 1,5 kΩ (1 W)
R_{30} = 1,5 kΩ
R_{33} = 220 Ω
R_{36} = 100 Ω *
R_{39} = 100 Ω *
R_{42} = 56 Ω
R_{45} = 120 kΩ
R_{48} = 50 kΩ (carbone)
R_{51} = 180 kΩ
R_{54} = 2,7 kΩ
R_{57} = 330 Ω
R_{60} = 180 kΩ
R_{63} = 27 kΩ
R_{66} = 39 Ω
R_{69} = 120 kΩ
R_{72} = 470 Ω
R_{75} = 680 kΩ
R_{78} = 82 kΩ
R_{81} = 4,7 kΩ
R_{84} = 2,7 kΩ
R_{87} = 25 kΩ (carbone)
R_{90} = 2,7 kΩ
R_{93} = 2,2 kΩ
R_{96} = 5 kΩ (carbone)

Tutte le resistenze sono da ½ watt, tolleranza ± 10% (dove non è specificato).
* Tipi da fissare dopo averne scelto il valore regolando un potenziometro.

Trasformatori

T_{1} = Nucleo ferrite Mullard FX2242 o equivalenti
L_{1} - L_{3} = 4 spire filo rame smaltato Ø 0,25 mm (34 s.w.g.)
L_{2} = 15 + 15 spire filo rame smaltato Ø 0,25 mm (34 s.w.g.)
L_{4} = 45 + 125 spire filo rame smaltato Ø 0,25 mm (34 s.w.g.)
T_{2} = Bobina nylon Mullard DT2012 o equivalenti
Primario: 200 spire filo rame smaltato Ø 0,21 mm (36 s.w.g.), 11 Ω, 1 mH; presa centrale
Secondario: 400 spire filo rame smaltato Ø 0,21 mm (36 s.w.g.), 17 Ω, 3 mH.
T_{3} = Primario: 0 - 240 V; Secondario: 0 - 20 V.

ELENCO COMPONENTI

Condensatori

C_1 = 0,5 μF	C_2 = 0,04 μF	C_3 = 0,1 μF
C_4 = 0,02 μF	C_5 = 0,02 μF	C_6 = 0,1 μF
C_7 = 2200 pF	C_8 = 0,25 μF	C_9 = 25 μF 12 V *
C_{10} = 100 μF 25 V *	C_{11} = 0,5 μF	C_{12} = 0,5 μF
C_{13} = 25 μF 12 V *	C_{14} = 0,08 μF	C_{15} = 25 μF 12 V *
C_{16} = 500 μF 25 V *	C_{17} = 25 μF 12 V *	C_{18} = 470 pF
C_{19} = 25 μF 25 V *	C_{20} = 25 μF 12 V *	C_{21} = 25 μF 12 V *
C_{22} = 680 pF	C_{23} = 250 μF 12 V *	C_{24} = 100 μF 12 V *
C_{25} = 100 μF 12 V *	C_{26} = 2000 μF 25 V *	C_{27} = 100 μF 50 V *
C_{28} = 0,1 μF	C_{29} = 25 μF 12 V *	C_{30} = 1 μF
C_{31} = 1 μF	C_{32} = 0,1 μF	C_{33} = 680 pF
C_{34} = 680 pF	C_{35} = 680 pF	C_{36} = 680 pF
C_{37} = 1500 pF	C_{38} = 1500 pF	C_{39} = 1 μF
C_{40} = 100 pF	C_{41} = 0,1 μF	C_{42} = 0,1 μF
C_{43} = 1 μF	C_{44} = 1 μF	C_{45} = 68 pF
C_{46} = 50 μF 50 V	C_{47} = 1 μF	C_{48} = 25 μF 12 V
C_{49} = 1 μF	C_{50} = 1 μF	C_{51} = 100 pF
C_{52} = 4700 pF	C_{53} = 0,04 μF	C_{54} = 0,5 μF
C_{55} = 3300 pF	C_{56} = 220 pF	C_{57} = 220 pF
C_{58} = 1 μF	C_{59} = 0,02 μF	C_{60} = 0,5 μF
C_{61} = 0,1 μF 1000 V	C_{62} = 5000 μF 50 V *	C_{63} = 5000 μF 50 V *
C_{64} = 250 μF 100 V *	C_{65} = 0,01 μF	C_{66} = 25 μF 25 V *
C_{67} = 50 μF 50 V *		

* Condensatori elettrolitici.

Semiconduttori

D_1 - D_9 = ZS70, ZR60, ZS700, ZR600, ZDR1
D_{10} - D_{11} = ZS130, ZS142, ZDR4
D_{12} - D_{13} = ZR12, ZDR3
D_{14} = ZS70, ZR60, ZS700, ZR600, ZDR1
ZD_1 = KS44B, ZKS3 (12 V)
ZD_2 = KS36B, ZKS2
ZD_3 = KS33A, ZKS1
ZD_4 = KR54, ZKR2 (33 V)
Tr1 - Tr2 = ZT1711, 2N1711
Tr3 = ZT80, BSX20
Tr4 - Tr6 = ZT83, BFY33, BFY51
Tr7 = ZT84, BSY11
Tr8 - Tr9 = ZT2270, 2N1890, BFY44
Tr10 - Tr11 = ZT1701, BLY17
Tr12 - Tr13 = ZT83, BFY33, BFY51
Tr14 - Tr15 = ZT84, BSY11
Tr16 = ZT80, BSX20
Tr17 - Tr20 = ZT83, BFY33, BFY51
Tr21 - Tr22 = ZT1701, BLY17
Tr23 - Tr25 = ZT83, BFY33, BFY51
Tr26 = ZT2270, 2N1890, BFY44
Tr27 = ZT1701, BLY17

N.B.: Per ogni singolo componente sono elencati i tipi originali della Ferranti Ltd. e diversi tipi equivalenti.

PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE

IN ITALIA

60100 - **ANCONA** Via De Gasperi, 40
11100 - **AOSTA** Via Guedoz, 2
83100 - **AVELLINO** V. Tagliamento, 49/bis
70122 - **BARI** Via Principe Amedeo, 228
32100 - **BELLUNO** Via Vittorio Veneto, 44
13051 - **BIELLA** Via Elvo, 16
40122 - **BOLOGNA** Via G. Brugnoli, 1/A
39100 - **BOLZANO** P.zza Cristo Re, 7
25100 - **BRESCIA** Via G. Chiassi, 12/C
09100 - **CAGLIARI** Via Manzoni, 21/23
93100 - **CALTANISSETTA** Via R. Settimo, 10
95100 - **CATANIA** L.go Rosolino Pilo, 30
20092 - **CINISELLO B.** V.le Matteotti, 66
62012 - **CIVITANOVA MARCHE** Via G. Leopardi, 12
87100 - **COSENZA** Via A. Miceli, 31/A
26100 - **CREMONA** Via Del Vasto, 5
44100 - **FERRARA** Via XXV Aprile, 99
50100 - **FIRENZE** Via G. Milanesi, 28/30
16100 - **GENOVA** P.za J. Da Varagine, 7/8
16100 - **GENOVA** Via Borgoratti, 23/I/R
34170 - **GORIZIA** Via Degli Arcadi, 4/A
18100 - **IMPERIA** Via F. Buonarroti
19100 - **LA SPEZIA** Via Fiume, 18
22053 - **LECCO** Via Don Pozzi, 1
57100 - **LIVORNO** Via Della Madonna, 48
62100 - **MACERATA** Via Spalato, 48
46100 - **MANTOVA** P.zza Arche, 8
98100 - **MESSINA** P.zza Duomo, 15
30100 - **MESTRE** Via Cà Rossa, 21/b
20152 - **MILANO** Via Petrella, 6
20144 - **MILANO** Via G. Cantoni, 7
80122 - **NAPOLI** C.so Vitt. Eman., 700A
80141 - **NAPOLI** Via Camillo Porzio, 10/A
15067 - **NOVI LIGURE** Via Amendola, 25
35100 - **PADOVA** Via Alberto Da Padova
90141 - **PALERMO** P.zza Castelnuovo, 48
43100 - **PARMA** Via Alessandria, 7
27100 - **PAVIA** Via G. Franchi, 10
06100 - **PERUGIA** Via Bonazzi, 57
61100 - **PESARO** Via Guido Postumo, 6
65100 - **PESCARA** Via Messina, 18/20
29100 - **PIACENZA** Via IV Novembre, 58/A
42100 - **REGGIO EMILIA** V.le Monte S. Michele, 5/EF
47037 - **RIMINI** Via D. Campana, 8/A/B
00100 - **ROMA** V.le Dei Quattro Venti, 152/F
00100 - **ROMA** V.le Carnaro, 18/A/C/D/E
45100 - **ROVIGO** Via Porta Adige, 25
63039 - **S. BENEDETTO DEL TRONTO** V.le De Gasperi, 2/4/6
18038 - **SAN REMO** Via G. Galilei, 5
05100 - **TERNI** Via Delle Portelle, 12
10125 - **TORINO** Via Nizza, 34
10152 - **TORINO** Via Chivasso, 8/10
91100 - **TRAPANI** Via G. B. Fardella, 15
34127 - **TRIESTE** Via Fabio Severo, 138
33100 - **UDINE** Via Marangoni, 87/89
30100 - **VENEZIA** Campo S. Tomà, 2918
37100 - **VERONA** Via Aurelio Saffi, 1
36100 - **VICENZA** Contrà Mure Porta Nuova, 8

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

TRASMISSIONE DI SUONI E DI IMMAGINI MEDIANTE LA LUCE

(Da « Haut Parleur »)

Le prime telecomunicazioni effettuate mediante segnali Morse o mediante radiofonia sono state possibili con l'impiego di onde elettriche di notevole lunghezza, la cui frequenza si approssimava a quella dei suoni percepibili dall'orecchio umano; nonostante l'evoluzione subita dall'elettronica agli effetti delle radio - comunicazioni, ancora oggi si è portati a volte a sfruttare le onde ultra-lunghe, mediante trasmettitori di enorme potenza, sia per ottenere una diffusione regolare su superfici assai estese, senza rischi di influenze da parte delle condizioni di propagazione dipendenti da fenomeni cosmici ed interplanetari, sia per impieghi particolari a carattere militare, quali — ad esempio — i collegamenti sottomarini.

A partire da quell'epoca, vale a dire dal 1922, i primi esperimenti di collegamento radiofonico ad onde corte di-

mostrarono la possibilità di impiegare delle onde di lunghezza inferiore a 200 metri, e persino di 100 metri, il che sembrò in quell'epoca assai sorpredente; attualmente, siamo invece ben lontani da queste dimensioni, in quanto siamo arrivati al normale impiego di onde metriche, oltre che centimetriche e persino millimetriche.

Le onde di lunghezza relativamente grande permettono di effettuare trasmissioni che si estendono per tutta la superficie terrestre, seguendone la curvatura, il che garantisce una ricezione assai regolare a medie distanze, ad eccezione delle zone in cui le condizioni di propagazione sono particolarmente critiche.

In tali condizioni, è assolutamente impossibile impiegare simultaneamente un gran numero di frequenze ad onde lunghe, funzionanti su di una gamma necessariamente ridotta.

All'estremità, vale a dire nel punto di ricezione, il raggio luminoso in arrivo viene focalizzato sulla superficie sensibile di un fototransistore, la cui corrente di collettore viene così modulata dalle

variazioni di intensità del raggio luminoso. In tal modo, è possibile disporre di segnali elettrici rivelati — ossia ritrasformati da variazioni di intensità luminosa in variazioni di tensione — ed amplificati al punto tale da eccitare gli organi vibranti di un trasduttore acustico.

Tutto ciò ha portato alcuni tecnici alla determinazione di escogitare un nuovo sistema, che consentisse di ottenere una efficace e soddisfacente distribuzione di segnali a breve distanza, anche nei casi in cui la comune radiotrasmissione presenta determinati inconvenienti.

La figura che qui riportiamo per prima rappresenta in forma didattica il principio sul quale si basa il sistema di trasmissione mediante la luce. I segnali a frequenza acustica — opportunamente amplificati — vengono applicati tramite un adattatore di impedenza (trasformatore di uscita) ad un trasduttore consistente in un tubo al neon, che provvede a trasformare le oscillazioni elettriche in impulsi luminosi. I suddetti impulsi possono essere di una certa potenza, e possono essere focalizzati in modo tale da assumere una direzione di propagazione rettilinea, che consente loro di raggiungere notevoli distanze, che — sebbene siano assai inferiori a quelle raggiungibili ad esempio col « laser » — possono tuttavia essere considerevoli.

L'articolo al quale ci riferiamo considera anche la possibilità di effettuare delle trasmissioni televisive, sfruttando un principio analogo, così come si osserva nella seconda illustrazione che qui riportiamo. In essa, si osserva a sinistra una sorgente di luce ad intensità costante, consistente in una lampadina a luce puntiforme. La luce da essa prodotta viene fatta passare attraverso una lente biconvessa, che agisce da condensatore ottico, ed attraverso un polarizzatore, dopo di che — attraverso l'involucro trasparente — raggiunge lo schermo di un cannone elettronico, che agisce da modulatore. Alla uscita, il rettangolo di destra rappresenta un dispositivo detto analizzatore, che — attraverso una ultima lente biconvessa, detta di concentrazione — proietta l'immagine sullo schermo.

Naturalmente, viene considerata anche la possibilità di ricorrere all'impiego dei raggi infrarossi, mediante i quali è possibile ottenere vantaggiose caratteristiche di propagazione.

Sebbene si tratti di un'idea originale, che — almeno per il momento — presenta scarse possibilità di impiego, riteniamo che l'argomento possa risultare interessante per alcuni dei nostri lettori.

NUOVI CIRCUITI ELETTRONICI, CON TRANSISTOR PLANAR

(Da «Electronique Professionelle»)

I principi tecnici in base ai quali è stata possibile la realizzazione dei transistori Planar hanno determinato da parte di alcuni fabbricanti di semiconduttori la decisione di orientarsi verso la produzione di tipi particolari, adatti a fornire determinate prestazioni. Si è così avuta la nascita dei transistori del tipo Planepox, che costituiscono una famiglia di transistori planar, racchiusi in un involucro di resine ossidate, che presentano eccellenti caratteristiche, e che hanno un prezzo di vendita relativamente basso.

Ciò permette il loro impiego nelle produzioni in grandi serie, nel campo dell'elettronica professionale, come pure per la realizzazione di apparecchiature di largo impiego.

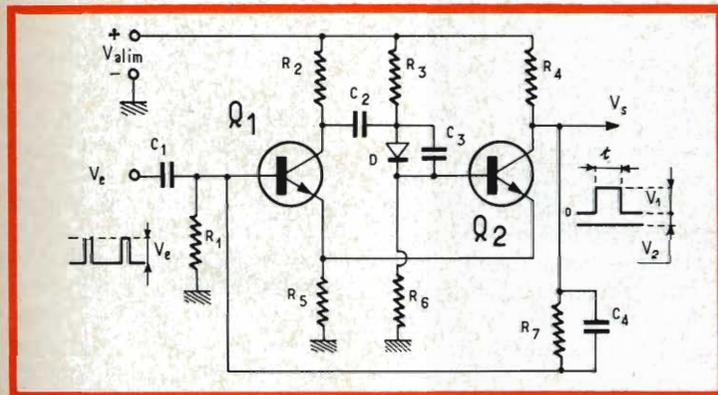
La nota, redatta in forma assai didattica, e corredata di numerose illustrazioni, due delle quali vengono qui riportate a titolo di esempio, pren-

de in considerazione i circuiti tipici per impieghi industriali, quali i circuiti del tipo Schmitt, nelle loro diverse versioni, i multivibratori di tipo bistabile, ed i multivibratori di tipo monostabile.

Il primo circuito consiste in due transistori, Q1 e Q2, entrambi del tipo 2N 2923 o 2N 2924, che — con i valori indicati dei vari componenti — è del tipo bistabile, e può passare alternativamente da uno stato stabile ad un secondo stato stabile, semplicemente applicando all'ingresso degli impulsi positivi di valore adatto.

Lo stato di funzionamento del circuito permane tale, fino all'applicazione della tensione di ingresso, corrispondente al passaggio all'altro stato.

Quando la tensione di ingresso è nulla, Q1 si trova in stato di interdizione, mentre Q2 è in stato di conduzione. Se si applica all'ingresso la tensione positiva V_{e2}, Q2 torna ad assumere lo stato di conduzione, mentre Q1 si blocca.

Il secondo circuito è del tipo monostabile, ed in esso si ha uno stato preferenziale nel quale Q2 è conduttore, mentre Q1 è in stato di interdizione. Quando l'impulso positivo di ingresso viene applicato, con una durata minima di 0,5 microsecondi, Q1 passa in stato di conduzione, il che determina il passaggio di Q2 allo stato di interdizione: quest'ultimo permane durante lo intervallo di tempo t, determinato dal valore della capacità C2.

Dopo il periodo di tempo t, il circuito torna da sé allo stato iniziale: Q2 torna quindi a condurre, mentre Q1 si blocca, nel qual caso occorre un nuovo impulso positivo all'ingresso di Q1, affinché avvenga nuovamente l'inversione dello stato.

Se la tensione di alimentazione è di 18 volt, e se si impiegano i transistori Planepox, precedentemente citati, il circuito funziona perfettamen con una tensione di ingresso, la cui forma d'onda è illustrata in figura, avente una ampiezza minima compresa tra 0,9 e 3 volt da picco a picco, e con un massimo compreso tra 6 e 12 volt. La tensione di uscita V_s è in tal caso dell'ordine di 14 volt da picco a picco, con un tempo di conduzione t pari a 100 microsecondi, ± 1% circa.

I circuiti di questo tipo, oltre agli altri descritti nell'articolo, si prestano a numerosi tipi di impieghi, soprattutto per la realizzazione di apparecchiature elettroniche di controllo.

REGOLATORE ELETTRONICO PER TUBI FLUORESCENTI ALIMENTATI IN CORRENTE CONTINUA

(Da « Electronics »)

L'alimentazione dei tubi fluorescenti a bordo di veicoli necessita normalmente della messa in opera di convertitori adatti a trasformare la corrente continua in corrente alternata, funzionanti con una frequenza di valore prossimo a 500 Hz.

Tuttavia, ciò non significa affatto che sia impossibile alimentare i tubi fluorescenti direttamente mediante la corrente continua. In pratica, ciò è attuabile a patto che la tensione di alimentazione sia pari o superiore a 60 volt, e che il

suo valore sia sufficientemente stabile.

Con l'impiego dei circuiti elettronici a transistori, il problema diventa relativamente facile da risolvere, come è dimostrato dal circuito che qui riproduciamo, e che è stato concepito allo scopo di ottenere una tensione regolata, disponendo di una sorgente a corrente continua che fornisca una tensione di 75 volt.

Il transistore di commutazione Q3 viene qui impiegato come elemento di regolazione, collegato in serie al tubo fluorescente T12. Nel collegamento tra il collettore di Q3 ed il filamento del tubo, si nota una impedenza, che presenta un valore induttivo di 0,1 Henry, destinato a mantenere il più possibile costante l'intensità della corrente di alimentazione.

Il transistore Q3 viene normalmente comandato ad opera di un circuito Schmitt, costituito dai transistori Q1 e Q2. Quando la corrente che scorre nel tubo ha assunto un'intensità inferiore ad un livello di soglia prestabilito, la tensione che si sviluppa ai capi della resistenza in serie, del valore di 5,6 ohm, viene sfruttata per sbloccare Q1, il che ha per effetto di portare Q2 e Q3 allo stato di interdizione. Il fenomeno si inverte — evidentemente — quando la corrente di alimentazione diminuisce, per cui Q3 torna allo stato di conduzione.

Per alimentare il tubo fluorescente, conviene chiudere l'interruttore bipolare I, il che ha per effetto di mettere sotto tensione i filamenti: togliendo il contatto tramite I, si verifica un impulso di sovratensione nel circuito (ai capi dell'induttanza in serie) che determina l'accensione del tubo.

La gamma delle tensioni necessarie per il funzionamento corretto del tubo fluorescente può variare normalmente tra 60 e 75 volt, senza che sia necessario ricorrere ad altri provvedimenti oltre a stabilire il valore della resistenza impiegata per mettere nella dovuta evidenza la variazione di corrente.

Con questo dispositivo, di facile applicazione, è pertanto possibile ottenere una efficiente illuminazione mediante un tubo fluorescente, anche su mezzi semoventi, quali potrebbero essere i natanti di dimensioni apprezzabili (con cabina), gli aerei, i pullman, ecc.

MISURA DI TENSIONI MOLTO ALTE

(Da «Electronique Industrielle»)

La misura esatta di tensioni estremamente elevate, di valore fino a 100.000 volt, non è certamente cosa semplice. Questa misura si rivela inoltre ancora più difficile quando l'alta tensione considerata è — oltre che elevata — a corrente alternata e ad Alta Frequenza. Di conseguenza, sono stati realizzati degli strumenti in veste commerciale, che permettono di misurare tensioni di valore compreso tra 0 e 100.000 volt (intesi come valore di cresta), con una precisione pari al 3% in più o in meno, e per frequenze comprese tra 10 Hz e 50 MHz.

L'Autore dell'articolo che recensiamo si basa sullo studio introduttivo di divisori di tensione a carattere resistivo, capacitivo, e misto, per definire le condizioni di misura più adatte, oltre alle molteplici applicazioni alle quali gli apparecchi si prestano perfettamente.

I divisori di tensione più comunemente impiegati sono costituiti da resistenza, da condensatori, oppure da circuiti misti comprendenti componenti capacitivi e resistivi. Tuttavia, la scelta del tipo più opportuno dipende normalmente dall'ampiezza della tensione massima, come pure dalla gamma delle frequenze, nel caso si tratti di tensioni alternate; ad esempio, per effettuare la misura di una tensione molto elevata, la cui frequenza sia compresa tra 50 e 60 Hz, può risultare difficile trovare una resistenza che sia in grado di dissipare la potenza voluta, e che presenti una precisione sufficiente. In casi di questo genere, è preferibile a volte ricorrere all'impiego

di un partitore di natura capacitiva.

Nel caso della misura di tensioni elevate ad Alta Frequenza, quando cioè la potenza dissipata, il valore della capacità parassita, ed il coefficiente di auto-induzione sono fattori di notevole importanza, il partitore di tipo capacitivo è del pari il più raccomandabile. Nel caso infine della misura di tensioni più deboli, con frequenze intermedie, il divisore di tensione di tipo resistivo è invece solitamente preferibile.

In base alle suddette considerazioni, l'Autore effettua una profonda dissertazione con cui esamina le caratteristiche rispettive dei due tipi di divisori.

Le due figure che qui riproduciamo rappresentano rispettivamente due strumenti per la misura di tensioni fino ad un valore massimo di 100 kV, nel primo dei quali il partitore di ingresso è costituito da una resistenza che si osserva applicata verticalmente sulla sommità, mentre nel secondo — di analoga portata — il partitore è invece di natura capacitiva, come risulta evidente dai due grossi condensatori racchiusi in involucri di vetro, applicati sulla sommità.

Il problema della taratura dei partitori di tensione presenta notevoli difficoltà, in quanto sussistono diverse condizioni di prova, sia di natura elettrica, sia di natura fisica. Diversi apparecchi sono stati utilizzati a tale scopo, quali l'elettrometro, il voltmetro elettrostatico, e lo spinterometro.

Attualmente, lo spinterometro sembra costituire il metodo di impiego più comodo per tarare voltmetri di grande portata. Nei confronti dei valori di tensione in corrente continua, o di tensioni alternate aventi una frequenza compresa tra 50 e 60 Hz, come pure nei confronti di impulsi aventi una durata superiore a 5 microsecondi, le tensioni di cresta che provocano fenomeni di innesco sono praticamente le medesime. Se si applica un fattore di correzione in funzione della temperatura e della pressione atmosferica di impiego, la precisione risulta essere dell'ordine del 2 o 3% in più o in meno.

Quando lo spinterometro o qualsiasi altro apparecchio di misura viene collegato direttamente alle estremità di taratura di un divisore di tensione, le perturbazioni introdotte dai collegamenti e dagli elettrodi devono essere tenute nella dovuta considerazione. È quindi opportuno che il partitore di tensione sia provvisto di un sistema di schermaggio appropriato, in modo che risulti possibile sistemarlo alla minima distanza dal dispositivo di taratura, evitando così che il suo rapporto di attenuazione subisca variazioni apprezzabili. Se il partitore è convenientemente schermato, può essere tarato e spostato in qualsiasi posizione, ed essere impiegato senza alcuna precauzione per quanto riguarda il luogo in cui viene installato.

L'articolo esamina anche la possibilità di ricorrere all'impiego di un Thyratron per la taratura degli apparecchi di misura per tensioni assai elevate, impiegando un circuito analogo a quello che qui riproduciamo in parte. Oltre a ciò, l'Autore considera anche un metodo di taratura denominato « per confronto », nel quale uno strumento di misura di tipo differenziale viene applicato tra i due punti intermedi di due divisori di tensione, di cui uno a carattere capacitivo, ed uno a carattere resistivo.

La nota tecnica conclude infine con l'esame dei diversi sistemi che risultano possibili per effettuare misure di tensione di valore assai elevato, nel campo delle alte frequenze.

RICEVITORI FM BEOLIT 500 CON CIRCUITO INTERFONICO INCORPORATO

(Da « Toute l'Electronique »)

Si tratta di un'interessante descrizione, relativa ad un ricevitore FM, funzionante interamente a transistori, caratterizzato dalla completa assenza di un quadrante, ed impiegante per la sintonia semplicemente dei pulsanti, tramite i quali avviene la selezione delle emittenti prestabilite, con l'aggiunta di circuiti speciali che consentono di farne uso sia come ricevitore, sia come amplificatore interfonico.

In questa particolare applicazione, di concezione assai originale, vengono sfruttati tutti gli accorgimenti più moderni nella tecnica di impiego dei transistori, sia agli effetti delle dimensioni di ingombro e del peso, sia agli effetti della stabilità delle caratteristiche di funzionamento.

Un sistema assai ingegnoso ha consentito di sopprimere il controllo convenzionale di sintonia, sostituendolo con un semplice commutatore a pulsanti, senza che si verifichino fenomeni di affievolimento. Oltre a ciò, la sensibilità di antenna è stata spinta ad un valore sufficiente per permettere un buon funzionamento del limitatore, per una efficace soppressione delle modulazioni di ampiezza della portante.

Il circuito interfonico — infine — è semplice e completo, e conferisce all'impianto una notevole versatilità.

È dunque una realizzazione che si discosta notevolmente da quelle consuete, per cui la lettura di questo articolo può risultare interessante per chi si occupa di applicazioni particolari di diffusione sonora in ambienti chiusi.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. P.I. LANDI Dante Bologna

Convertitori di potenza.

Nel pregarla di voler trattare sempre un solo argomento per lettera Le facciamo presente che sull'argomento dei convertitori di potenza ci siamo intrattenuti abbastanza diffusamente su alcuni numeri arretrati della rivista come ad esempio nel 2/1964. Comunque, essendoci già stato chiesto da altri nostri lettori, nelle figure 1 e 2 riportiamo lo schema di uno di questi convertitori adatto per alimentazione a 24 V e con uscita a 220 V 50 Hz. Come è stato specificato nel suddetto numero della rivista si tratta di apparecchi impegnativi ed aventi un certo costo, la cui frequenza è stata stabilizzata anche agli effetti delle variazioni della tensione di alimentazione a 24 V mediante l'impiego di un diodo Zener che effettua la stabilizzazione della tensione presente ai capi dell'oscillatore.

La conversione è ottenuta mediante l'impiego di un oscillatore con stadio amplificatore in classe A, con trasformatore, e dell'amplificatore finale con quattro transistori in classe B nel quale ciascun transistore dissipa al massimo 16 W.

I dati dei trasformatori sono i seguenti:

Trasformatore T1 (figura 1): Nucleo con 70 lamierini da 40 x 48 mm, spessore 0,35 mm, perdita 1,2 W/kg, trafer-

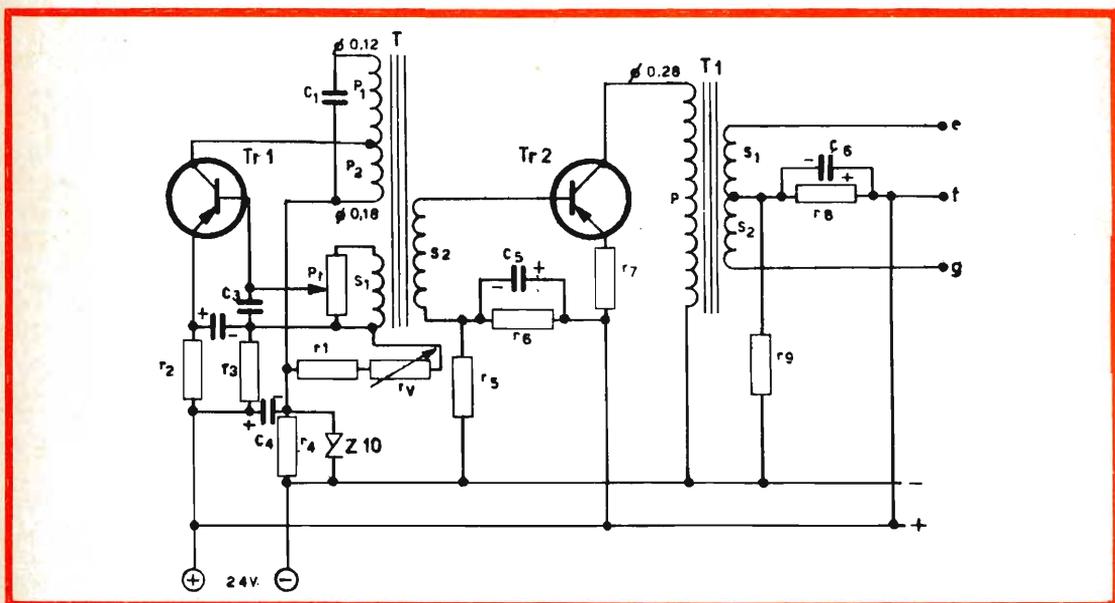



Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore della potenza di 220 VA, con frequenza di usc'ta stabilizzata.

ro 0,2 mm. Avvolgimento del primario P1 eseguito con 1500 spire di filo del ∅ di 0,12 mm. Primario P2 costituito da 180 spire di filo avente il diametro di 0,18. Avvolgimento secondario S1 costituito da 50 spire di filo avente il diametro di 0,18 mm ed avvolgimento secondario S2 comprendente 50 spire di filo di rame da 0,3 mm.

tra metà del nucleo. Secondario S disposto al disopra dei primari e composto da 360 spire di filo di rame da 0,7 mm, per una tensione di uscita di 220 V ed una corrente di 1 A. Su tutti i tre i trasformatori deve essere effettuata l'impregnazione.

In parallelo alla resistenza R8 ed al condensatore C6 dovrà

RV a filo 2,5 kohm D/332, *R1 = 470 ohm, 1W, D/42; R2 = R7 = 5 ohm, 1W, a filo* D/72; *R3 = 39 ohm, ½W,* D/32; *R4 = 820 ohm, 2W,* D/52-1; *R5 = 1800 ohm, 1W,* D/42; *R6 = 68 ohm, 1 W,* D/72; *R8 = 5 ohm, a filo, 1W,* D/72; *R9 = 500 ohm, 2W, a filo,* D/73; *4 resistenze da 1 ohm, 5W, a filo, smaltate; 4 resistenze da 0,2 ohm,*

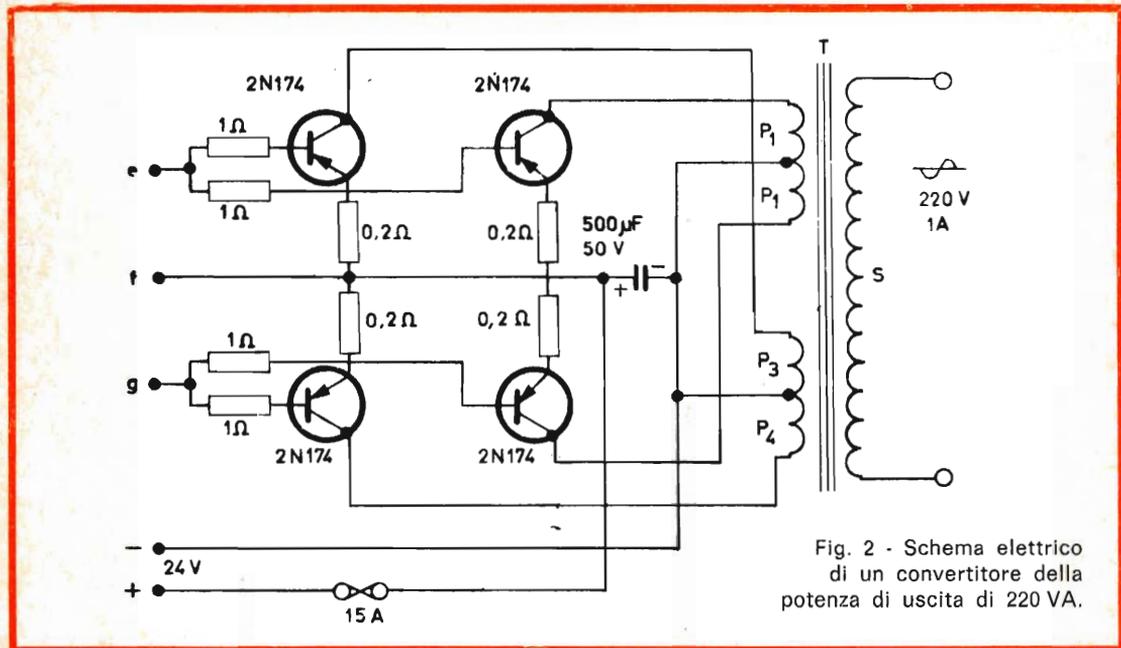



Fig. 2 - Schema elettrico di un convertitore della potenza di uscita di 220 VA.

Trasformatore T1 (figura 1): Nucleo con 60 lamierini da 55,5 x 66,5 mm spessore 0,5 mm perdita 1,2 W/kg, traferro 0,3 mm. Primario composto da 900 spire di filo di rame smaltato da 0,28 mm e secondari montati bifilarmente (S1 e S2) con 160 + 160 spire di filo del diametro di 0,4 mm.

Trasformatore T (fig. 2): Nucleo con lamierini da 120x100 incrociati spessore 0,5 mm perdita 1,2 W/kg, pacco di 80 mm. Avvolgimenti primari P1 e P2 effettuati bifilarmente su una metà del nucleo con 33 + 33 spire di filo di rame da 1,6 mm. Gli avvolgimenti primari P3 e P4 saranno effettuati, analogalmente agli altri due, sull'al-

essere montato un termistore avente la resistenza di 5 ohm a 25 °C, disposto nelle vicinanze di uno dei transistori 2N174 e di dimensioni analoghe al modello D/117 del catalogo GBC.

Materiale impiegato. Transistori Tr1 = OC77 o 2G525; Tr2 = OC28; 4 transistori 2N174.

C1 = 0,5 μF carta metalizzata GBC B/180-2; *C2 = 250 μF 12 V* B/339-3; *C3 = 22 kpF* B198-4; *C4 = 500 μF 25 V B/384; C5 = 500 μF 25 V B/384; C6 = 2000 μF 3 V; Condensatore da 500 μF 50 V B/390; Diodo Zener da 10 V; Potenziometro Pt a filo 250 ohm* D/331; *Potenziometro*

10 W, a filo, smaltate. Fusibile da 15 A, telaio, dissipatori di calore per i transistori 2N174.

Tenga presente che la ditta GBC *dispone di una ricca serie di survoltori a transistori per convertire la tensione continua, a 12 o 24 V, in corrente alternata a 220 V 50 Hz. Fra questi indichiamo il modello* H/600, *entrata 12/14 Vcc, uscita 220 V ca 50 Hz, potenza 100-120 VA. Il modello* H/601, *entrata 24/26 Vcc, uscita 220 V ca 50 Hz, potenza 120/150 VA. Il modello* H/602, *entrata 12/14 Vcc, uscita 200 V ca 50 Hz, potenza 250/300 VA. Modello* H/603, *entrata 24/26 Vcc, uscita 220 V ca 50 Hz, potenza 300-400 VA.*

Sig. MARCHENTE G. - Svezia

Amplificatore stereo a transistor, da 10 W

Come ci ha richiesto pubblichiamo lo schema di un ottimo complesso stereofonico a transistor avente la potenza di 2×10W il quale è stato descritti a suo tempo dalla rivista Haut Parleur.

In figura 1 è riportato lo schema del preamplificatore del quale fanno parte due transistor NPN, BC107 e due PNP, AC126. In questa sezione sono presenti i potenziometri per la regolazione dei toni bassi e dei toni acuti, quelli per il bilanciamento delle due sezioni e di guadagno, gli elementi che servono per correggere i due primi stadi del preamplificatore stesso, il commutatore monostereo e stereo invertito, l'invertitore che serve a disinserire il filtro, l'invertitore dei filtri a 6 e 10 kHz.

In figura 2 è visibile l'amplificatore vero e proprio equipaggiato con sei transistor: due NPN, OC139 e AC127, quattro PNP, AF117, AC132 e 2-AD149 oltre al diodo BA114. In questo amplificatore di potenza, per ciascun stadio push-pull sono presenti i condensatori elettrolitici da 3200 µF e i due altoparlanti.

In figura 3 è rappresentato lo schema dell'alimentatore stabilizzato che comprende un transistor NPN, AC127 e due transistor PNP, AC128 e AD140. Di questo circuito fanno parte il trasformatore di alimentazione, i due condensatori elettrolitici da 2500 µF e i due diodi raddrizzatori tipo BYY20.

Tutto l'insieme è installato in un contenitore avente le dimensioni di 380×105×285 mm. Le caratteristiche principali del complesso sono: Potenza di uscita 10 W eff. (14 V di cresta) per canale. Carico nominale: 7 Ω. Banda pas-

Fig. 1 - Preamplificatore a transistor.

sante: da 20 a 30.000 Hz ± 1 dB. Impedenza di entrata: circa 100 kΩ. Rapporto segnale/disturbo: 70 dB alla potenza nominale. Sensibilità: lineare: 10 mV. Fono magnetodinamico: 3.5 mV. Distorsione armonica totale: minore di 0,3% alla potenza di 10 W.

Questo complesso è venduto anche sotto forma di scatola di montaggio dalla ditta Championet di Parigi (18e). Per le operazioni di messa a punto occorre attenersi alle seguenti norme: a) I due capi « CH » dell'alimentatore dovranno presentare una resistenza usuale o superiore a 800 Ω verso massa (la pila dell'ohmetro dovrà avere il polo positivo verso massa).

Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore.

Fig. 3 - Schema dell'alimentatore stabilizzato.

b) Controllare che i condensatori elettrolitici degli altoparlanti siano in perfette condizioni. c) Dopo aver dato corrente, regolare la resistenza da 500 Ω dell'alimentatore in modo da ottenere con esattezza la tensione di 34 V fra il morsetto CH e la massa. d) Inserire il fusibile del primo amplificatore di potenza e regolare la resistenza da 50 kΩ in modo da equilibrare il punto di mezzo. La tensione di questo punto sarà misurata all'uscita della resistenza R18. Questa tensione dovrà essere regolata a 1 V nei confronti della massa. E' pure necessario assicurarsi che questa tensione sia rigorosamente uguale alla tensione positiva esistente sulla stessa resistenza dei confronti della tensione di alimentazione a 34 V. e) Togliere il fusibile dal suo supporto ed inserire un milliamperometro e regolando la resistenza regolabile da 1 kΩ in modo da ottenere una deviazione di 15 mA. (Usare uno strumento da 20.000 Ω/V). f) Controllare il valore della tensione di alimentazione del preamplificatore che normalmente dovrà essere di — 25 V ± 1 V, nei confronti della massa. Non esiste alcun organo che consenta di regolare questa tensione il cui valore è tutt'altro che critico.

Per regolare la seconda sezione del complesso stereofonico si agirà nello stesso modo.

E' importante ricordare che è assolutamente da evitare il corto circuito dei morsetti CH o di un punto qualsiasi della alimentazione a 34 V con la massa. Ciò avrebbe come conseguenza l'immediata messa fuori uso dei transistor relativi all'alimentazione stabilizzata. E' pure da tenere presente che un condensatore elettrolitico inserito in senso contrario nel circuito

e che perciò sia stato alimentato in queste condizioni anche per brevissimo tempo, dovrà essere immediatamente sostituito.

Per l'alimentazione si dovranno usare dei fusibili da 1 A per 110 V e 0,5 A per 220 V. Gli altri fusibili saranno adatti a sopportare la corrente di 900 mA.

Eventualmente possiamo fornire fotocopia dello schema di cablaggio e dell'articolo originale.

BRAMBILLA G. Milano

Predizione, propagazione, raggi cosmici.

Rispondiamo con notevole ritardo alla sua richiesta essendoci stato particolarmente difficile procurarci le informazioni concernenti il secondo quesito.

1) L'U. S. Government Printing Office, Washington DC 20402, *pubblica mensilmente un fascicolo intitolato* IONOSPHERIC PREDICTIONS *nel quale sono riportati tutti i dati relativi alle frequenze che, in funzione dell'ora e della località, possono essere usate per collegare due punti qualsiasi del globo fra di loro. Dette previsioni sono pubblicate con tre mesi di anticipo. Nella stessa pubblicazione è riportato pure il numero di macchie solari previste dall'osservatorio di Zurigo e quelle che successivamente sono state osservate. L'abbonamento a detta pubblicazione è di dollari 2.75.*

2) Per la misura della composizione chimica dei raggi cosmici primari (componente nucleare) le astronavi sono munite di un adatto equipaggiamento scientifico.

Come è noto il problema della composizione chimica della radiazione cosmica primaria è strettamente legato a quello dell'origine dei raggi cosmici. Sulla base dell'insieme dei dati raccolti i proff. L. Ghinsburg e S. Shklovskij hanno elaborato una interessante teoria. Ciò nonostante rimane ancora un'intera serie di questioni non chiarite, in particolare quella relativa alla composizione dei raggi cosmici nel campo dei nuclei leggeri Li, Be, B, e dei nuclei molto pesanti. Grande interesse naturalmente presenta lo studio, tramite i satelliti artificiali, dei raggi cosmici aventi origine solare. A questo scopo sono usati normalmente apparecchi che consentono di effettuare l'analisi della composizione chimica dei raggi cosmici nella zona che va dalle particelle alfa all'ossigeno (generalmente dei contatori differenziali)

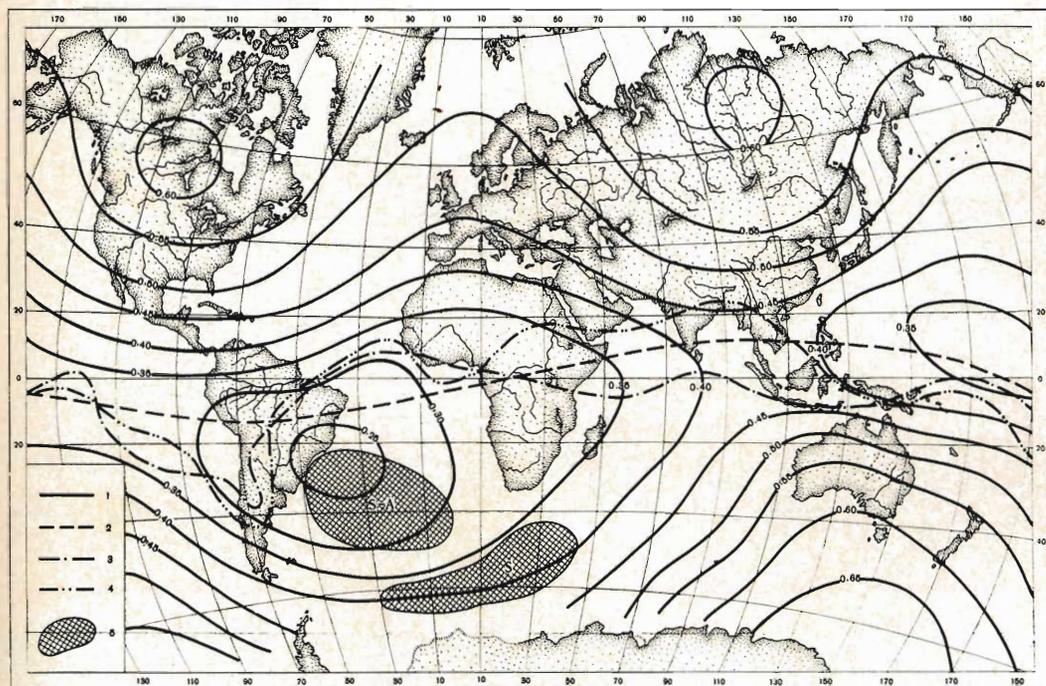



Fig. 3 - Anomalie della radiazione alle altezze durante il volo dei satelliti (navi cosmiche): 1 - linea del valore eguale alla tensione del campo magnetico della Terra; 2 - equatore geomagnetico; 3 e 4 - equatore della radiazione secondo dei dati dei voli del Secondo e Terzo satelliti sovietici; 5 - anomalie della radiazione del Sud-Atlantico (S-A) e del Sud (S).

ed un apparecchio (contatore integrale) per la registrazione dei nuclei pesanti. Ad esempio con l'aiuto dei contatori di Cerenkov sono stati ottenuti i seguenti risultati:

a) sono stati misurati i flussi di diversi gruppi di nuclei con cariche $Z \geqslant 2$; $Z \geqslant 5$; $Z \geqslant 15$; $Z > 30$.

2) Sulla base delle misurazioni dell'effetto di latitudine sono stati ottenuti gli spettri energetici di gruppi diversi di nuclei. Nell'intervallo di energia $1,8 \pm 7,5$ BeV/ nucleone; gli spettri energetici sono uguali per gruppi diversi di nuclei.

c) Sono state effettuate le misurazioni dello spettro dei nuclei per le cariche a partire dalle particelle alfa fino all'ossigeno. Per il rapporto fra il flusso dei nuclei Li, Be, B e quello dei nuclei con $Z \geqslant 6$ è stato ottenuto il valore di $31 \pm 10\%$.

d) Sono stati osservati casi di aumento di breve durata del flusso della componente nucleare, legati all'attività del Sole. Sulla base di questa esperienza viene avanzata la ipotesi che nella zona di energie $E_{cin} \geqslant 10^9$ eV esiste un meccanismo, grazie al quale nel Sole vengono accelerati prevalentemente i nuclei più pesanti.

Con l'aiuto delle suddette apparecchiature sono stati ottenuti dei dati sulla distribuzione spaziale dell'intensità delle radiazioni alle altezze di 200-800 km.

e) E' stata scoperta una anomalia della intensità della radiazione all'altezza di 340 km sopra la parte meridionale dell'oceano Atlantico, e vicino alle coste dell'Antartide all'altezza di 190-340 km. (figura 1).

f) E' stato stabilito il legame fra le anomalie dell'intensità della radiazione e le anomalie del campo magnetico della Terra, ed altri fenomeni sui quali purtroppo non ci è possibile intrattenerci esulando essi dai compiti riservati a questa rubrica.

Sigg. BERTAZZO O. Genova, CORTI G. Roma

Alimentatore stabilizzato.

In risposta al primo quesito precisiamo che sul n° 6/1967 di SELEZIONE RADIO TV nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO, a pagina 1137/1138 abbiamo pubblicato lo schema e la descrizione di un interessante ALIMENTATORE STABILIZZATO A TRANSISTORI con tensione di uscita regolabile da 0 a 50 V 2 A e munito di protezione elettronica contro i sovraccarichi ed i cortocircuiti. Detto apparecchio soddisfa completamente i requisiti da lei chiesti. In figura 1 pubblichiamo invece un alimentatore stabilizzato, con uscita a 12 V 3,7 A, protetto anch'esso contro i corto circuiti, e con fattore di stabilizzazione Fs = 110.

Dati del trasformatore: Ferro silicio (0.8 — 2% Si, resto Fe), Base a = 15 mm. Sezione del nucleo 30 x 40 mm.

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore.

Primario a 220 V = 940 spire filo di rame smaltato da 0.45 mm. Primo secondario (da usare qualora sia necessaria disporre di una tensione a 6,3 V) 28 spire filo di rame smaltato da 0,40 mm· Secondo secondario (14,5 V) 63 + 63 spire filo di rame smaltato da 1,2 mm.

Questo secondario sarà avvolto in modo bifilare ed i due avvolgimenti saranno connessi fra loro in parallelo.

Valore dei componenti:

D1 = D2 = BYY 21; D3 = D4 = BYY 20; Z1 = OA205; T1 = AD140; T2 = T3 = AC128; T4 = AC126; C1 = 5000 μF 50 V elettrolitico; C2 = 2000 μF 50 V elettrolitico; C3 = 0,47 μF 125 V poliestere; C4 = 0,15 μF 125 V poliestere; C5 = 1000 μF 50 V elettrolitico; R1 = 1,5 kohm 1W; R2 = 20 kohm potenziometro lineare; R3 = 1 kohm 1W; R4 = 2 kohm potenziometro lineare; R5 = 560 ohm 1 W; R6 = 4 ohm 10 W; R7 = 1 kohm 1 W; Fusibile F1 = 4 A.

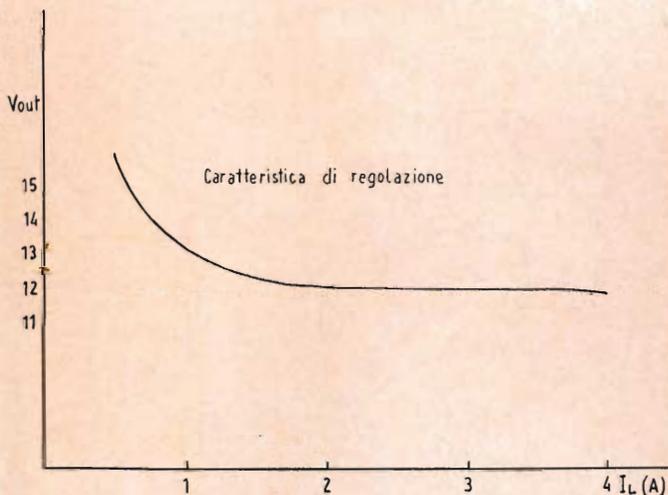
La sezione raddrizzatrice è composta dal trasformatore e dal ponte a diodi, i quali ultimi sono montati a due a due su delle piastrine di alluminio dello spessore di 3 millimetri e delle dimensioni di 6 x 10 cm. La corrente di picco dei diodi è di circa 11 A.

Della sezione stabilizzatrice fanno parte tre transistori: un AC 128 avente le funzioni di amplificatore, un AC 128 pilota montato con collettore comune, ed un AD 140 che funge da elemento regolatore in serie.

Tra il collettore e l'emettitore del transistore AD 140 è collegata una resistenza da 4 ohm 10 W avente lo scopo di consentire l'uso di un solo transistor per la regolazione. Un circuito di controreazione permette di ridurre al minimo il ronzio di uscita.

Il transistore di potenza dissipa, sotto carico nominale, una potenza di 9,4 W. Esso è montato su una piastra di raffreddamento di alluminio lucido da 3 mm ed avente una superficie di 280 cm^2.

La resistenza interna dell'alimentatore stabilizzato è di 0,1 ohm per variazioni della corrente di carico da 3 a 4 A.

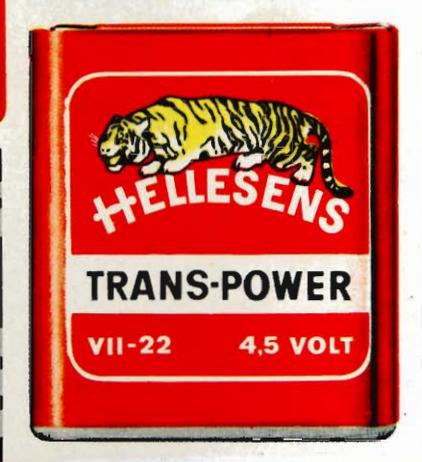
Per evitare danni al circuito di stabilizzazione, od al ponte dei diodi, il transistore AC126 funge da protettore di corto circuito. Il suo emettitore è connesso con l'emettitore del transistore di potenza, la sua base con l'anodo del diodo zener che fornisce la tensione di riferimento a —7,7 V ed il suo collettore con la base dell'AC128 pilota. Se il carico è normale il transistore è bloccato e non influenza il funzionamento del circuito di stabilizzazione. In presenza di un corto circuito, all'uscita, il transistore si satura bloccando il transistore AC128 pilota e successivamente l'AD140. In queste condizioni la corrente massima che può scorrere nel circuito è limitata dalla resistenza da 4 ohm e non può superare i 3,8 A. Non appena è eliminato il corto circuito, il circuito di stabilizzazione riprende automaticamente il suo funzionamento.

DATI DELLE MISURE:

Tensione di rete	200	220	240	V
Tensione raddrizzata	13,7	15,2	16,8	V
Tensione di uscita	11,7	12	12,1	V
Corrente con carico	3,6	3,7	3,7	A
Tensione ai capi di R6	2	3,2	4,7	V
Corrente di R6	0,5	0,8	1,15	A
Corrente AD140	3,1	2,9	2,6	A
Dissipazione R6	1	2,5	5,3	W
Dissipazione AD140	6,2	9,3	12,3	W

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE
RCF
Le colonne sonore sono particolarmente indicate per installazioni in ambienti rumorosi e riverberanti. La spiccata direzionalità del suono riprodotto, permette così di indirizzarlo convenientemente e di ridurre notevolmente la possibilità di inneschi. L'ottima risposta di frequenza assicura una buona riproduzione di parola e musica. Sono realizzate in materiale ABS infrangibile con la parte posteriore in acciaio, sono acusticamente corrette con l'impiego di materiale fono-assorbente e vengono fornite corredate di staffe che ne permettono il montaggio orientabile in qualsiasi direzione.
RICHIEDETE LISTINI E CATALOGHI ALLA RCF - MI - VIA GIOTTO, 15 - TEL. 468.909
REGGIO EMILIA, 42.100 - VIA COL DI LANA, 44 - TEL. 39.265

HELLESENS

MINI POWER
HELLESENS

HELLESENS
H-10
9 VOLT
Specially for TRANSISTOR RADIO

for
transistor
radio

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO